anno XLIII - numero 2 - febbraio 1971 - L. 500 - abbonamento postale - gruppo III

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

S. n. C.

20131 MILANO

VIA VALLAZZE 95 - TEL. 23 63 815

ANALIZZATORE A.V.O. 20 K.N. (con dispositivo di protezione) 20.000 Ω/V.

DESCRIZIONE

1. Minimo ingombro mm. 140x90x35 e peso grammi 350, un grande strumento dalle piccole dimensioni. — 2. Circuito stampato portante i vari componenti costruiti con materiali speciali ad altissimo isolamento. — 3. Assenza totale di commutatori rotanti e quindi di falsi contatti dovuti all'usura ed a guasti meccanici. — 4. Jack di contatto di concezione completamente nuova.

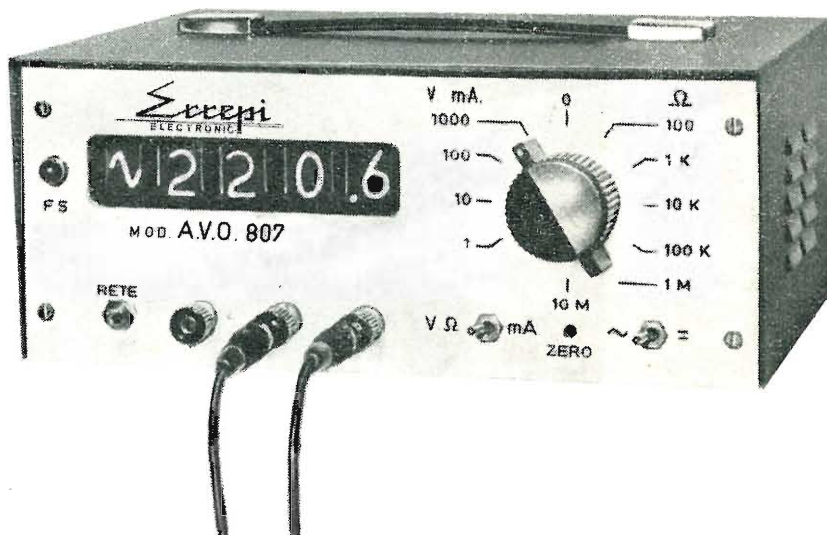
CARATTERISTICHE TECNICHE:

Volt cc. (20.000 ohm/volt) 9 portate: 100 mV - 1 V - 5 V - 10 V - 50 V - 100 V - 200 V - 500 V - 1000 V. — Amp. cc. 6 portate: 50 μA - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A. — Volt. ca (5.000 ohm/volt) 7 portate: 500mV - 25 V - 50 V - 250 V - 500 V - 1000 V. — Amp. ca. 4 portate: 2,5mA - 25 mA - 250 mA - 2,5 A. — Ohm cc. 4 portate: con alimentazione a batteria da 3 Volt - 10.000-100.000 ohm - 1-10 Megaohm. — Ohm ca : 2 portate, con alimentazione 220 V ca. - 10-100 Megaohm. — Rivelatore di reattanza: 1 portata, Da 0 a 10 Megaohm. — Misure di frequenza: 3 portate. 50-500-5000Hz. — Misure di uscita: 7 portate, 500 mV - 5 V - 25 V - 50 V - 250 V - 500 V - 1000 V — Decibels. 5 portate - da — 10a + 62 dB. — Capacimento in ca.: 2 portate. alimentazione Volt 220. 50.000-500.000 pF. — Capacimento in cc.: 2 portate - 20-200 μF. — Dispositivo di protezione dello strumento contro sovraccarichi e inserzioni errate. — In vendita completo di astuccio, puntali, pila, manuale di istruzione.

I PREZZI INDICATI SI INTENDONO NETTI FRANCO NS. STABILIMENTO.

L. 12.900

ANALIZZATORE DIGITAL' A.V.O. MOD 807

Il DIGITAL Mod. 807 è uno strumento di laboratorio dalle elevate prestazioni (4 cifre, precisione 0,1% delle misura, elevata stabilità, sicurezza di funzionamento, accurata scelta dei componenti ecc.) realizzato sulla base delle più aggiornate tecnologie.
La sua semplicità di impiego ed il suo costo limitato lo mettono alla portata anche di quei tecnici che desiderano effettuare una vasta gamma di misure precise senza dover ricorrere a diversi costosi strumenti.
Tra le importanti prestazioni dello strumento vi è infatti l'impiego come frequenziometro digitale a quattro cifre.

NOVITA' / ECCEZIONALE al prezzo netto di L. 320.000, franco ns stabilimento

CARATTERISTICHE PRINCIPALI	PORTATE		PRECISIONE
Presentazione a 4 cifre con tubi tipo NIXIE	V. c. c.	1 - 10 - 100 - 1000 V.	± 0,1% della lettura ± 0,05% del F.S.
Indicazione di Fondo Scala.	V. c. a.	1 - 10 - 100 - 500 V.	± 0,2% » » ± 0,1 % » »
Indicazione automatica di polarità.	I. c. c.	1 - 10 - 100 - 1000 mA.	± 0,1% » » ± 0,05% » »
Indicazione punto decimale.	I. c. a.	1 - 10 - -44 - 1000 mA.	± 0,2% » » ± 0,1 % » »
	R	100Ω - 1 KΩ - 10 KΩ - 100 KΩ	± 0,5% » » ± 0,1 % » »
		1 M Ω	± 1. % » » ± 0,5 % » »
		10 M Ω	± 5 % » » ± 1 % » »

ALTRE CARATTERISTICHE

Alimentazione: 220 V. ± 10% - 50 Hz. - Consumo: 20 VA - Dimensioni: 230 mm x 95 mm x 180 mm. - Peso. Kg. 3

Misura di frequenze da 10 Hz. a 9999 Hz. ± 0,05%
C M R R a 50 Hz = 120 dB
N M R R a 50 Hz = 60 dB
Campo di frequenza per le misure in c. a. nei limiti delle precisioni indicate: 50 HZ ÷ 5 KHz. Impedenza di ingresso 10 MΩ - 50 pF

ANALIZZATORE A.V.O. 50 K L. 14.900 - ANALIZZATORE A.V.O. 20 K L. 11.500 - VOLTMETRO ELETTRONICO A.V.O. 7/E L. 39.900 - OSCILLATORE A.M.F.M. 30 L. 28.000 - OSCILLATORE B.F. 40 L. 47.000 - SIGNAL LAUNCHER RADIO L. 3.600 - SIGNAL LAUNCHER T.V. L. 3.800.

Visitateci alla Fiera Campionaria di Milano Pad. 33 - Stand 33106

PM 3231
15 MHz: 10mV
5 MHz: 1mV

Oscilloscopio Philips PM 3231

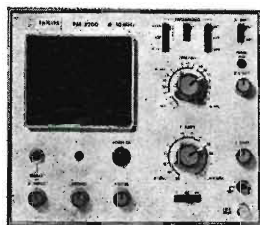
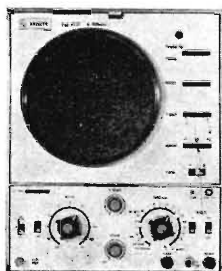
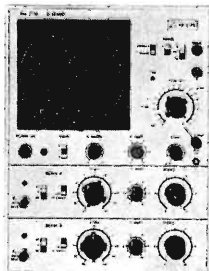
maggiori prestazioni ad un prezzo inferiore

L'oscilloscopio Philips da 15 MHz ha un TRC a doppio raggio, due linee di ritardo e costa meno.
Il PM 3231 è un oscilloscopio per impieghi generali dotato di tutti gli accorgimenti necessari per eseguire accurate misure di impulsi.
Paragonate le caratteristiche. Paragonate i prezzi e troverete che è imbattibile.
Spiegazione. Il PM 3231 è un oscilloscopio, di recente progettazione con linee di ritardo e con componenti d'avanguardia come i FET (transistori ad effetto di campo). Esso ha due raggi come il PM 3230 che è l'oscilloscopio a doppio raggio più venduto d'Europa. Questo spiega il prezzo contenuto.
Perchè due raggi? Perchè sono necessari se volete conoscere dove e quando state triggerando.
La commutazione del raggio a tempo parziale può portare a dei risultati errati perchè può mancare una parte significativa dell'inizio della traccia.
Ad esempio: portate questo stesso segnale ad entrambi i canali di un oscilloscopio con commutatore elettronico e Vi potrà capitare di vedere questo:

un fatto facilmente dimostrabile.
Perchè le linee di ritardo? Perchè sono essenziali se volete vedere correttamente i fronti iniziali.
Altre caratteristiche comprendono la sincronizzazione da entrambi i canali.
La deriva è controreazionata e virtualmente eliminata (Alla massima sensibilità è minore di 1/4 di divisione in 24 ore).
Così se la larghezza di banda lo permette, e 15 MHz lo permettono, potete pensare ad un vero doppio raggio non ad una doppia traccia.
Se volete quindi il meglio, per meno, pensate al PM 3231 PHILIPS.

Per più dettagliate informazioni, rivolgeteVi a:

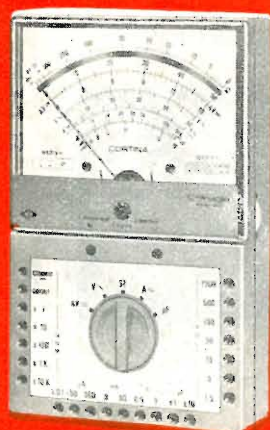
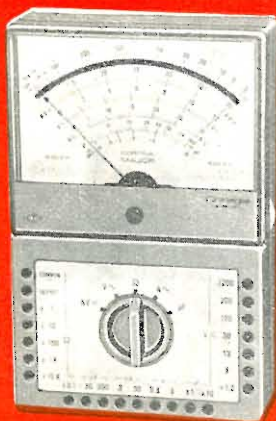
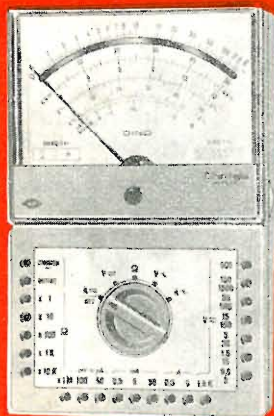
Philips S.p.A. - Rep. PIT/EMA
Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - telefono 6994

Alcuni degli imbattibili Philips della gamma 0-15 MHz

PM 3200
10 MHz : 2 mV
Portatile

PM 3221
10 MHz : 10 mV
Linea di ritardo

PM 3230
10 MHz : 20 mV
Doppio raggio

Una progettazione di prim'ordine negli oscilloscopi Philips

STRUMENTI DI MISURA E DI PROVA

CHINAGLIA

Una tradizione di qualità e di progresso tecnico

Portate 59
20.000 Ω/V cc - ca

Portate 56
40.000 Ω/V cc - ca

Portate 51
200.000 Ω/V cc

CORTINA analizzatore universale con dispositivo di protezione e capacimetro

SCATOLA in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni mm. 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.
STRUMENTO a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto Cl. 1 40 μA.
OHMMETRO in cc: completamente alimentato da pile interne: lettura da 0,05 Ohm a 100 MOhm.
OHMMETRO in ca: alimentato dalla rete 125 - 220 V; portate 10 - 100 MΩ.
COSTRUZIONE semiprofessionale. Componenti elettrici professionali di qualità.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso - nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.
INIETTORE di segnali universale USI, a richiesta, transistorizzato per RTV. Frequenze fondamentali 1 e 500 KHz, frequenze armoniche fino a 500 MHz.

Acc	50	500 μA	5	50 mA	0,5	5 A				
Aca	500 μA	5	50 mA	0,5	5 A					
Vcc	100 mV	1,5	5	15	50	150	500	150 V	(30KV)*	
Vca	1,5	5	15	50	150	500	150 V			
VBF	1,5	5	15	50	150	500	150 V			
Ωcc	da —20 a +66 dB									
dB	1	10	100 KΩ	1	10	100 MΩ				
Ωca	10	100 MΩ								
pF	50.000	500.000 pF								
μF	10	100	1.000	10.000	100.000 μF	1 F				
Hz	50	500	5000 Hz							

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV.

CORTINA MAJOR analizzatore universale ad alta sensibilità. Dispositivo di protezione, capacimetro e circuito in ca. compensato.

SCATOLA in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni mm. 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.
STRUMENTO a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni con sospensioni elastiche antiurto Cl. 1,5.
CAPACIMETRO a reattanza con tensione di rete da 125 V - 220 V.
COSTRUZIONE semiprofessionale. Componenti elettrici professionali di qualità.
BOCCOLE di contatto di nuovo tipo con spine a molla, cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso - nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.
INIETTORE di segnali universale USI, a richiesta, transistorizzato per RTV. Frequenze fondamentali 1 e 500 KHz, frequenze armoniche fino a 500 MHz.

V cc	420 mV	1,2	3	12	30	120	300	1200 V	(30KV)*
V ca	3	12	30	120	300	1200 V			
A cc	30	300 μA	3	30 mA	0,3	3 A			
A ca	300 μA	3	30 mA	0,3	3 A				
Output in dB	da —10 a +63								
Output in VBF	3	12	30	120	300	1200			
Ω cc	2	20	200 KΩ	2	20	200 MΩ			
Ω ca	20	200 MΩ							
Cap. a raettanza	50.000	500.000 pF							
Cap. balistico	10	100	1000	10.000	100.000 μF	1 F			
Hz	50	500	5000						

* mediante puntale ad alta tensione AT 30 KV a richiesta.

DINO analizzatore elettronico con transistore ad effetto di campo. Dispositivi di protezione e alimentazione autonoma a pile.

SCATOLA in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni mm. 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.
STRUMENTO Cl. 1 - 40μA 250 Ω tipo a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto.
CIRCUITO ELETTRONICO a ponte bilanciato realizzato con due transistori ad effetto di campo FET che assicura la massima stabilità dello zero. Alimentazione a pile (n. 1 pila da 9 V).
VOLTMETRO IN CC elettronico. Sensibilità 200.000 Ω/V.
VOLTMETRO IN CA realizzato con quattro diodi al germanio collegati a ponte, campo nominale di frequenza da 20 Hz a 20 KHz. Sensibilità 20.000 Ω/V.
OHMMETRO elettronico (F.E.T.) per la misura di resistenze da 0,2 Ω a 1000 MΩ; alimentazione con pile interne.
CAPACIMETRO balistico da 1000 pF a 5 F; alimentazione con pile interne.
COSTRUZIONE semiprofessionale. Componenti elettronici della serie professionale.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso - nero, istruzioni dettagliate per l'impiego.
INIETTORE di segnali universale transistorizzato per RTV. Frequenze fondamentali 1 KHz - 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz. (Solo nella verisone « DINO USI »).

A cc	5	50 μA	0,5	5	50 mA	0,5	5 A			
A ca	0,5	5	50 mA	0,5	5 A					
V cc	100mV	0,5	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV)*
V ca	5	15	50	150	500	1500 V				
Output in V BF	5	15	50	150	500	1500 V				
Output in dB	da —10 a +66 dB									
Ω	1	10	100 KΩ	1	10	1000 MΩ				
Cap. balistico	5	500	5000	50.000	500.000 μF	5 F				

* mediante puntale alta tensione a richiesta A T. 30 KV.

CHINAGLIA *ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.*
Via Tiziano Vecellio, 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

N. 2 - Febbraio 1971 - anno XLIII

SOMMARIO

PROPRIETA' — Editrice il Rostro S.A.S.

DIRETTORE RESPONSABILE — Alfonso Giovene

DIRETTORE TECNICO — Antonio Nicolich

CONSULENTE TECNICO — Alessandro Banfi

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE - UFFICI PUBBLICITA' — Via Monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227

Prezzo di un fascicolo L. 500, abbonamento annuo per l'Italia L. 5000, estero L. 10000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 100 anche in francobolli.

 La responsabilità tecnico-scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni e le teorie dei quali non impegnano la direzione. La parte riservata alla pubblicità non supera il 70%.

Autorizz. Tribunale di Milano 9/9/1948 n. 464 del Registro - Stampa: Ediz. Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Diffusione DIPRESS - C.so Lodi, 47 - Milano

Un grazie ai lettori

L'Editrice ringrazia tutti i suoi affezionati lettori che, anche quest'anno, hanno voluto riconfermare, rinnovando l'abbonamento, la stima e la fiducia per la rivista « l'antenna ».

Oltre ai « vecchi » lettori, l'Editrice ringrazia vivamente anche quelli nuovi che, in un numero veramente superiore alle più ottimistiche previsioni, hanno, per la prima volta, sottoscritto l'abbonamento a « l'antenna ».

L'Editrice invita inoltre tutti gli abbonati, vecchi e nuovi, a instaurare con la rivista un rapporto cordiale e più stretto. « l'antenna », infatti, essendo prima di tutto la rivista dei « suoi » lettori, è proprio da essi che attende consigli e suggerimenti per essere in grado di offrire un servizio sempre più utile e interessante.

A questo invito rivolto agli abbonati, l'Editrice desidera aggiungere il più cordiale e sincero augurio di « buon lavoro » per l'anno appena cominciato.

L'Editrice il Rostro

dott. ing. Antonio Nicolich

Il video disco: un concorrente delle video cassette

Il recente impulso promozionale imposto alle video cassette dalla Philips e dalla Sony ha eccitato il pubblico di massa alla passione per l'inscatolamento delle immagini, pertanto riteniamo pertinente metterlo al corrente che all'ancora incerto orizzonte delle video cassette è già apparso un tenero astro, che ad onta delle sue limitazioni, animato da sentimenti bellicosi, tenta di dar battaglia sul ben adocchiato terreno concorrenziale. Si tratta del video disco, che per il suo aspetto quasi gemello al disco audio, conta sulla familiarità per fare facile presa su strati popolari a tutti i livelli.
Gli studi per registrare immagini televisive su disco risalgono al 1965; da allora fiorirono vari metodi di registrazione dovuti ai grandissimi nomi del mondo elettronico (Columbia EVR, RCA Selectavision, Ampex), ai quali si aggiunge attualmente la sigla Teldec facente capo alla Telefunken e alla Decca.
La stampa tecnica ha già dato notizia sul principio del video disco Teldec e informato che esso comincerà ad essere disponibile alla fine di quest'anno. Allo scopo di informare il lettore descriviamo per sommi capi il video disco Teldec. Un disco di plastica presentante minima rugosità superficiale accetta fino a 140 solchi per mm lungo il raggio.
La larghezza del solco è di 2μ, i solchi sono spaziati di 7 o 8μ. La registrazione avviene ad ampiezza costante e in modulazione di frequenza. Il disco gira a 1500 giri/min., velocità che consente la registrazione delle due trame interlacciate TV in un solo giro (le 2 trame formanti un'immagine completa durano 1/25 di sec. cioè in 1 sec. ce ne sono 25 e in 1 minuto ce ne sono 25 x 60 = 1500).
Il trasduttore rilevatore video non può essere una punta (perché sarebbe eccessivamente sottile), ma è un utensile di foggia particolare, che poggia contemporaneamente su vari solchi modulati; esso è arrotondato ad un lato e acuto all'altro estremo. Il materiale del disco plastico è dotato di grande elasticità: si comprime sotto l'azione dell'utensile e trasmette al suo angolo vivo una pressione variabile come la modulazione; questa pressione variabile (invece di uno spostamento variabile come nel disco audio) genera segnali elettrici in un elemento piezoelettrico sovrastante l'utensile. Il disco è messo in rotazione da un motorino, il cui albero sostiene il disco stesso solo in un'areola centrale; il disco appoggia virtualmente sul cuscino d'aria che si forma fra esso e un piano sottostante; dunque il piatto portadisco è costituito dal cuscino d'aria. La testina di lettura non è guidata dai solchi, troppo esili per esercitare qualsiasi azione meccanica, ma viene spostata radialmente da un sistema di funicelle azionato dallo stesso motorino. Il video disco Teldec presenta buone caratteristiche: risoluzione 250 righe pari a 3MHz; figura di rumore migliore di 40 dB, durata di riproduzione fino a 12 minuti; segnale audio inserito nel tempo di cancellazione; materiale foglio di plastica polivinile spessore 0,1 mm; testina ceramica con elemento di dimensioni minori di 0,2 mm. È prevista la possibilità di realizzare un cambiadischi video, fino alla durata di 2 ore di riproduzione sugli schermi dei televisori.
Il video disco potrà fare concorrenza alla video cassetta solo per metà, poiché servirà solo alla riproduzione di programmi (TV) preregistrati. In modo analogo, il disco audio si acquista già inciso. La video cassetta invece permetterà anche la registrazione da parte del pubblico (ad un prezzo a livello capsula spaziale).
Ci accorgiamo di esserci lasciati trascinare dall'interesse dell'argomento su di un piano non consono a questa sede, perciò ci affrettiamo a zittire paghi di aver eccitato uno squillo adamantino dell'araldica tromba annunciante l'avvento dell'avvincente disco video.

a cura di A. Turrini

La pratica dei tiristori*

di F. M. Peter (Sescosem)

II Parte

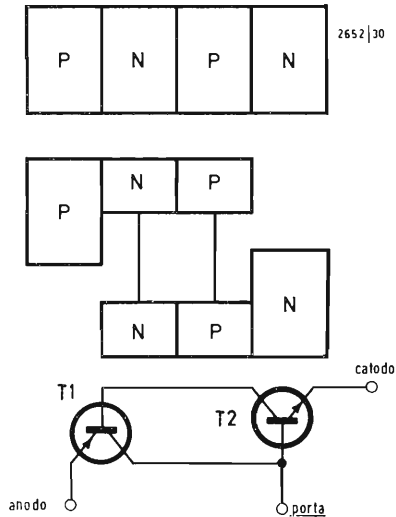



Fig. 12 - Circuito equivalente di un tiristore.

STUDIO DINAMICO

Innesco dei tiristori

Per ben comprendere i fenomeni che avvengono nell'innesco, bisogna richiamare il principio su cui si fondano i tiristori.

Un tiristore *PNPN* si può considerare come un circuito elementare composto da due transistori *PNP* e *NPN* montati in reazione (fig. 12). Quando si applica una tensione positiva all'anodo, i due transistori risultano bloccati. Se si invia una corrente di eccitazione sulla base del transistore T_2, la corrente di collettore aumenta; questa corrente attraversa la base del transistore T_1 e l'effetto reattivo porta il complesso dei due transistori alla conduzione. Questo è il modo d'innesco normale, ma si può far condurre i transistori anche in un altro modo, aumentando la corrente, che passa in T_1; ciò si può fare nei due modi seguenti:

1. se si aumenta la corrente di fuga del transistore T_1, la corrente I_{CO} aumenta con la temperatura, il che fa sì che il tiristore perda il suo potere di bloccaggio, quando la temperatura della giunzione è troppo alta. È questa una delle ragioni per le quali i tiristori devono funzionare a temperature di giunzione più basse dei transistori o dei diodi.

D'altra parte una corrente di fuga troppo alta può anche provenire da una corrente di superficie dai bordi della giunzione; il tiristore s'innescherà allora da sè solo quando si supererà una certa tensione $V_{(BO)}$ (tensione d'inversione). Nei casi dove la corrente di fuga è trascurabile, questa tensione corrisponde alla tensione di valanga della giunzione diretta;

2. se si aumenta questa corrente di fuga in regime transitorio, le capacità delle giunzioni non sono trascurabili e, se la tensione ai capi del tiristore aumenta troppo rapidamente, la corrente che passa nelle capacità è sufficiente per far rinnescare il tiristore: è questo l'innesco per dv/dt.

Caratteristiche statiche dell'innesco

Il costruttore garantisce tre valori per l'innesco dei tiristori:

— la corrente I_{GT}, che è il valore massimale necessario per innescare i tiristori; la corrente effettiva può essere molto minore; c'è una grandissima dispersione in questa caratteristica;
— la tensione V_{GT}, che corrisponde alla corrente I_{GT}; questo parametro è molto meno importante del precedente, perchè un tiristore dovrebbe sempre essere innescato da un generatore di corrente; secondo i tiristori, questa tensione varia da 1 a 3 V;
— la tensione V_{GD}, che è la tensione più alta che non provoca l'innesco del tiristore. Questa tensione varia fra 0,2 e 0,3 V secondo i tiristori; è sempre definita *a caldo*, cioè alla temperatura massima della giunzione.

Se un tiristore è sottoposto ad una certa tensione di porta inferiore a V_{GD}, per esempio 0,15 V, esso risulta bloccato, ma all'opposto la sua sensibilità al dv/dt può essere più grande. Infatti, il dv/dt è normalmente definito con una tensione di porta nulla.

Caratteristiche dinamiche

Quando si fa innescare un tiristore, la tensione ai suoi estremi diminuisce secondo la legge della fig. 13. Si definiscono:

t_a = ritardo all'aumento comandato dalla porta;
t_r = tempo dell'aumento comandato dalla porta.

Questa distinzione può sembrare arbitraria, ma corrisponde a due fenomeni ben distinti. Il t_a è infatti, un puro tempo di ritardo; è l'intervallo che trascorre fra l'istante in cui si comincia a iniettare una corrente nella porta e l'istante in cui il tiristore comincia a divenire conduttore. Questo tempo di ritardo dipende molto dalla corrente di controllo e soprattutto dal tempo di salita di questa corrente; invece, esso dipende relativamente poco dalla tensione anodo catodo, se questa è superiore a 200 V. Il t_d varia da 0,2 μs per tutti i piccoli tiristori, a 1 μs per i tiristori da 35 A (fig. 14); raggiunge 5 μs circa per i tiristori grossissimi.

D'altra parte, il tiristore diviene progressivamente conduttivo nella durata di t_r. Questo tempo dipende soprattutto dalla corrente che passa in questo istante, cioè essa dipende più dalla modalità

(*) da Electronique Industrielle - n. 132-133, 1970.

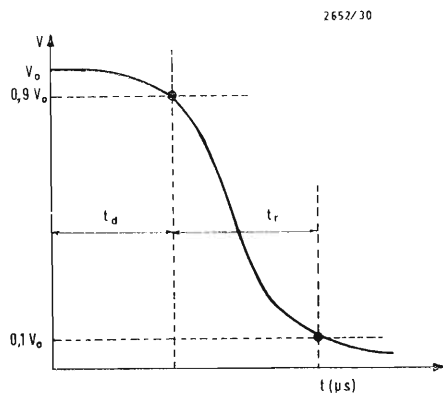



Fig. 13 - Innesco di un tiristore.

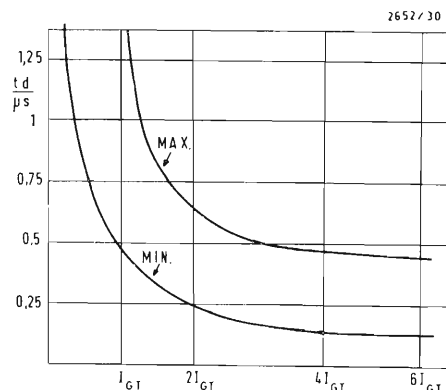



Fig. 14 - Caratteristiche che danno t_d in funzione della I_{GT} di un tiristore 35 A. Si ha: t_G = 0,1 μs; tensione di anodo 200 V.

di salita della corrente che dal valore finale di questa corrente. Il più spesso, nelle misure non si specifica il tempo di questa corrente. Durante l'intervallo di tempo t_r, il tiristore innesca progressivamente e la superficie conduttrice aumenta con una certa velocità. Molti autori valutano questa velocità radiale in circa 0,1 mm/μs; infatti sembra che i fenomeni reali siano assai complessi e la velocità vari molto con la corrente e poco con le condizioni d'innesco. È noto che le possibilità di di/dt di un tiristore sono funzione delle condizioni di comando (livello della corrente di porta e tempo di salita di questa corrente). Ci si dovrebbe dunque aspettare che il t_r dipenda molto dalla corrente di eccitazione; in realtà, per la maggior parte dei tiristori, è difficile (la misura si fa con l'oscillografo) vedere le variazioni del t_r (invece sul t_d, questa azione è notevole). Sembra che l'influenza delle condizioni di controllo sia sensibile solo durante i primi microsecondi o frazioni di microsecondo, che seguono all'innesco (fig. 15).
Per molti tiristori, si tende sempre più a non distinguere t_d da t_r, ma a dare t_{gt} « tempo d'innesco »: $t_{gt} = t_d + t_r$. Affinchè la misura di queste caratteristiche abbia senso, bisogna precisare:

a) le condizioni d'innesco, con il tempo di salita e la corrente di porta

b) la tensione anodica prima dell'innesco

c) il valore finale della corrente anodica

d) il di/dt all'innesco (o le costanti elettriche, che determinano il tempo di salita)

e) la temperatura.

In pratica, quest'ultima caratteristica non è molto importante, poichè il parametro preponderante è il t_d, specialmente per i circuiti a tiristori in serie e (ma è meno critico) per i circuiti in parallelo.

Corrente di innesco

Quando si innesca un tiristore, questo resta innescato solo se è percorso da una corrente sufficiente detta corrente d'innesco o di attacco. Se si toglie l'impulso di comando prima che la corrente abbia raggiunto il valore I_L della corrente d'innesco, il tiristore non si mantiene innescato. Non si deve confondere questo valore con la corrente hipostatica, o corrente di tenuta I_H, che è, in generale, due o tre volte minore. La corrente d'innesco varia con la lunghezza e l'intensità dell'impulso di comando (fig. 16).

Raccomandazioni pratiche per l'innesco

Ci sono tre metodi per far innescare un tiristore (oltre quello consistente nel superare la temperatura limite della giunzione):
a) oltrepassare la tensione d'inversione $V_{(BO)}$;
b) superare il valore limite del dv/dt
c) inviare una corrente all'elettrodo porta.
Il primo metodo è il meno consigliabile; in linea di principio, tale metodo è proibito dal fabbricante; solo alcuni tipi di tiristori (per esempio il C137) possono essere innescati per oscillazione diretta, ma, in generale, il costruttore

non lo autorizza che per i tiristori, le tensioni garantite dei quali sono superiori a 500 V (cioè quelli che hanno piccole correnti di superficie); in queste condizioni, il di/dt all'innesco è limitato a 5 A/μs. Infine, il fabbricante non garantisce un valore di $V_{(BO)}$; invece, garantisce frequentemente la tensione V_{DWM}. L'utente non ha così alcuna garanzia sulla tensione $V_{(BO)}$ alla quale innescherà il tiristore, e che può essere due o tre volte superiore alla tensione V_{DWM}, soprattutto per i tiristori a bassa tensione. Il secondo metodo è pure poco raccomandato. Infatti, un tiristore montato su un apparecchio di misura non rischia assolutamente nulla se viene sbloccato in dv/dt, ma in un circuito d'impiego, rischia di essere distrutto, poichè se un tiristore può sempre essere innescato in dv/dt, non sopporta sollecitazioni di di/dt dopo questo innesco (si intravvede qui la causa della distruzione di certi tiristori in circuiti di ondulatori, quando si ha invece talvolta la tendenza a incolpare la portata del fusibile).

Tuttavia, certi tipi di tiristori si mettono in funzione molto rapidamente quando sono stati eccitati in dv/dt e sopportano perfettamente dei di/dt come se fossero stati innescati dalla porta.

Questi due metodi sono dunque da proscrivere per l'uso dei tiristori; ma come sempre con i tiristori, i valori garantiti sono solamente grandezze minime o massime; numerosi tiristori possono allora essere sbloccati per innesco diretto e subire poi dei di/dt dell'ordine di 200 A/μs senza venire distrutti, ma se l'utente vuole essere sicuro di non avere guai, non deve accontentarsi delle esperienze di laboratorio riguardanti qualche tipo, ma deve verificare che il suo tiristore sia ben impiegato conformemente alle garanzie date dal costruttore: non bisogna mai dimenticare che vi è una grande dispersione di certi parametri, specialmente quando il catodo del tiristore è ottenuto per lega.

Il terzo medoto, che consiste nell'inviare un impulso sulla porta, è il metodo normalmente adottato e, per avere i migliori risultati, l'utente dovrebbe sempre tener presenti i seguenti principi:

— alimentare il circuito della porta preferibilmente con un generatore di corrente (se si dispone di un generatore di tensione, partire da una tensione di 10-20 V e mettere una resistenza in serie);

— avere sempre una corrente di comando assai più alta del valore minimo I_{GT} specificato (per esempio, $3 \div 5\ I_{GT}$) (fig. 17);

— assicurarsi che il tempo di salita sia il più breve possibile (0,1 ÷ 1 μs), soprattutto se il tiristore deve sopportare un di/dt dopo l'innesco. Nei casi, rari, dove il tiristore sopporta solo di/dt modesti (non dimenticare il di/dt dovuto al circuito di protezione), si può, a rigore, contentarsi di un tempo di salita più lungo e di correnti più piccole. Ciò è tanto piú importante, quanto più il tiristore è più grosso. La corrente di comando può in seguito ridiscendere molto rapidamente (dopo il t_d) al valore I_{GT};

— la durata dell'impulso deve essere tale che la corrente di comando ri-

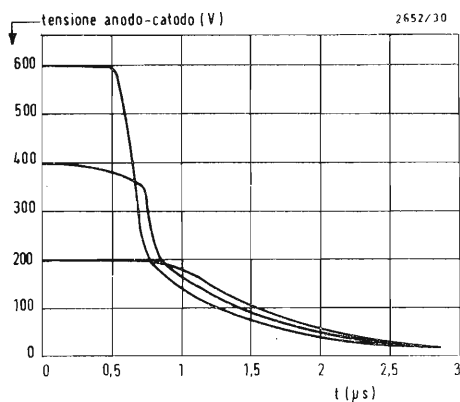



Fig. 15 - Caratteristica di un tiristore SESCOSEM 2N690 innescato con di/dt = 50 A/μs, per diverse tensioni iniziali.

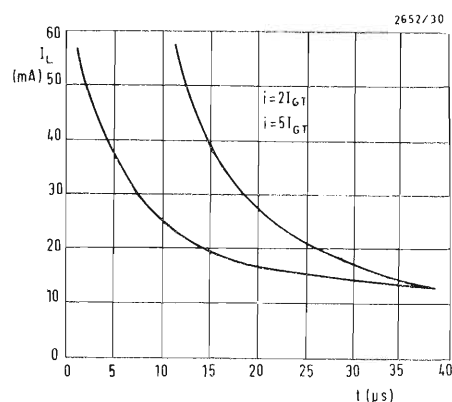



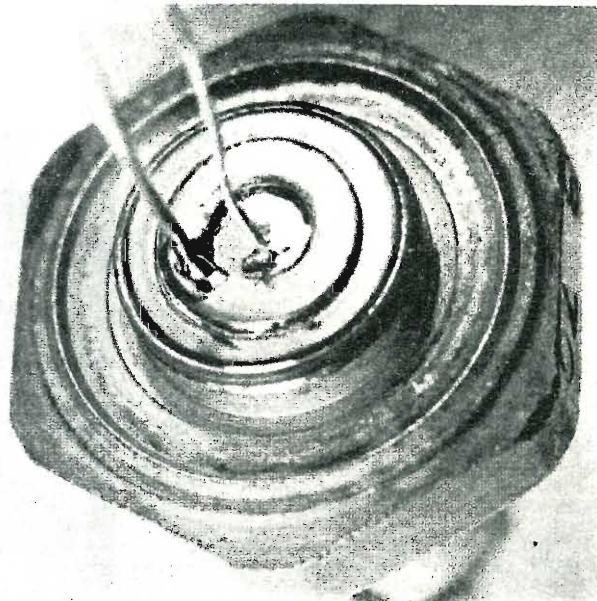
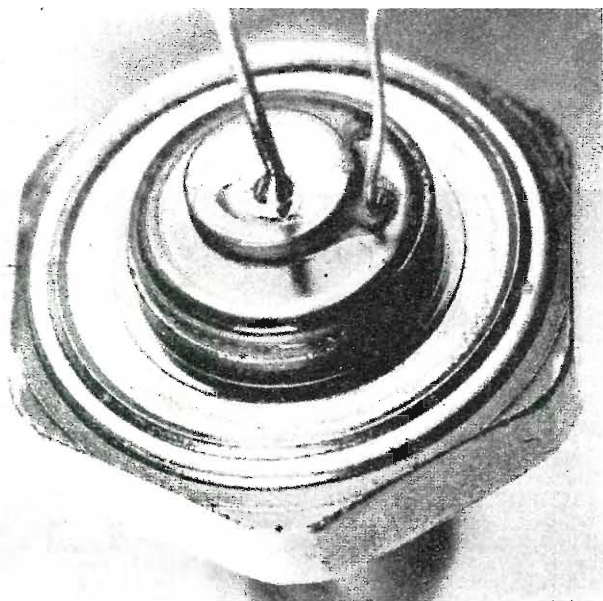
Fig. 16 - Variazione della corrente di sblocco in funzione della larghezza dell'impulso di comando.

manga superiore a I_{GT}, fintanto che la corrente nel circuito principale non abbia raggiunto la corrente d'innesco. In pratica, bisogna prendere un margine di sicurezza. Ma attenzione, questa regola stabilita per il tiristore, in modo che esso funzioni in buone condizioni, non è necessariamente valida per il circuito; esistono numerosi casi nei quali bisogna usare impulsi molto più lunghi, senza che la corrente di sblocco lo sia per nulla; questi casi, molto comuni nei circuti di piccola e media potenza, corrispondono a carichi relativamente bassi con circuti RC. Si possono verificare diversi fenomeni; così nel caso della fig. 18, la corrente nel tiristore è la somma di due correnti: la corrente i_1 di scarica del circuito rC e la corrente i_2 nel carico induttivo.

Se $L/R \geqq rC$, al tempo t_1 si può far cessare l'impulso di comando, ma al tempo t_2 la corrente diviene inferiore alla corrente hipostatica e il tiristore si disinnesca. Bisogna perciò mantenere l'impulso sufficientemente lungo nel tempo, fino a quando la corrente principale abbia superato il valore I_L. Se l'induttanza del carico è molto grande ed è difficile variare la lunghezza dell'impulso, può essere opportuno montare una resistenza in parallelo al carico (sarebbe pericoloso, invece montare un condensatore in parallelo al carico, perchè può ingenerarsi un regime oscillante, che blocca certamente il tiristore, senza contare che il di/dt nel condensatore deteriorerebbe detto tiristore). Nella pratica, si trovano spesso condensatori, che rischiano di fare oscillare un circuito: capacità parassite di un avvolgimento, capacità dei cavi di alimentazione...; queste capacità sono difficili da calcolare e, soprattutto, da prevedere; è allora prudente utilizzare impulsi sufficientemente lunghi, quando è possibile.

Ci sono altri casi, dove è necessario avere impulsi lunghi, per esempio, in certi regimi di funzionamento di circuiti a ponti polifasi, nei circuiti dove la rete può oscillare in seguito a regimi transitori sulle linee (colpo di fulmine, sovratensione di manovra...), nei circuiti dove l'arrivo della tensione può farsi dopo l'ordine di innesco etc.

Poichè non è sempre facile generare impulsi lunghi a brevissimo tempo di salita, sarà necessario, sia sostituire l'impulso unico con un treno d'impulsi di frequenza elevata ($10 \div 50$ kHz), sia ricorrere a due generatori d'impulsi diversi per creare, da una parte, il fronte di salita, dall'altra parte, la durata.

In ogni caso, bisogna verificare che

Tiristori 35 A. Queste due foto permettono di confrontare due tiristori della stessa potenza costruiti in modi diversi. A sinistra il tiristone diffusione-lega tipo 2N690; si noti la porta laterale saldata (sulla foto); il disco che copre la pastiglia è di tungsteno; esso assicura una distribuzione uniforme della corrente nel catodo. A destra il tiristore interamente per diffusione tipo 2N3658; la porta è saldata al centro; il catodo ha forma anulare ed è anche ricoperta di un anello di tungsteno sul quale è saldato il filo d'argento (a sinistra della foto) del contatto di uscita; questa geometria permette di migliorare le prestazioni del tiristore, in particolare il di/dt.

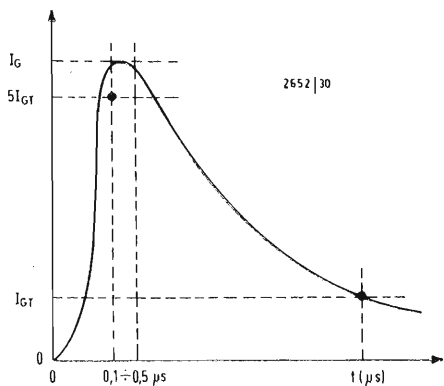



Fig. 17 - Andamento dell'impulso della corrente di porta.

non si superi la potenza ammissibile nel circuito di porta.

Protezione contro i parassiti

Un tiristore è tanto meglio protetto contro i parassiti, che possono introdursi attraverso il circuito di porta, quanto più è « duro » da innescare. All'inizio dell'avvento dei tiristori, come sempre quando si tratta di un prodotto nuovo, si è cercato di spingere le sue prestazioni e si son fatti tiristori molto sensibili. Alcuni utenti si sono abituati a tali sensibilità e seguitano a richiedere caratteristiche di porta similari. Pensiamo che (salvo nel caso di tiristori piccolissimi) queste abitudini dovrebbero essere riesaminate: infatti, un tiristore è un commutatore e gli si chiede di essere un buon commutatore, cioè di sopportare una forte tensione e di essere pochissimo sensibile ai parassiti, che provengono dal circuito anodico (dv/dt) o dal circuito di porta. Tutto ciò può essere ottenuto solo con tiristori di scarsa sensibilità; considerando le qualità di un buon tiristore, l'utente dovrà inviare impulsi un po' più forti, ma i transistori hanno fatto tali progressi in questi ultimi tempi, che non ci sono difficoltà ad aumentare un poco il livello degli impulsi. Gli ostacoli provengono essenzialmente dalle abitudini, perchè è difficile modificare ciò che esiste e più ancora cambiare le mentalità.
Se ci si riferisce all'analogia elettromeccanica, ci si accorge che gli utenti accettano volontieri di aumentare un poco la potenza di comando dei contattori, alla condizione di ottenere così contattori più sicuri e che resistano meglio alle vibrazioni.

Estinzione dei tiristori

Ci sono vari metodi per « estinguere » un tiristore.
Il metodo detto « commutazione naturale ». La corrente principale s'inverte in seguito alle proprietà del circuito esterno e, in generale, senza discontinuità. È il caso del funzionamento classico con una sorgente di energia alternata a 50 Hz.
— Il metodo che consiste nel diminuire la corrente al disotto della corrente hipostatica. Questo metodo è rarissimamente utilizzato. Tuttavia, in certi casi, un circuito può essere alimentato da una tensione unidirezionale, che si annulla periodicamente. Se il carico non è induttivo, la corrente si annulla nello stesso tempo e ciò può essere sfruttato per disinnescare il tiristore. È il caso di alimentatori con raddrizzatori monofase di entrambe le semionde. Nella pratica, la tensione si annulla in un tempo abbastanza breve, che può essere insufficiente perchè il tiristore resti bloccato.
— Il metodo detto a « commutazione forzata ». La corrente principale s'inverte in seguito ad una commutazione in un circuito esterno. Questa commutazione è, in generale, ottenuta con la scarica di un condensatore. La corrente nel tiristore, che è la differenza fra la corrente nel circuito e la corrente di

Questa foto (ingrandimento circa 30) rappresenta la sezione di una parte della pastiglia di un tiristore rapido a caratteristiche spinte. La pastiglia è saldata fra due anelli di tungsteno relativamente spessi. Il catodo è nella parte superiore e la porta non si vede. Le saldature (brasature dure) appaiono quasi nere tra il tungsteno e il silicio.
Partendo dall'anodo (in basso) il tiristore ha struttura PNPN. Le prime tre regioni si vedono nettamente su questa foto, la zona *N* in chiaro, le due zone *P* in grigio più scuro. La zona *N* di catodo è meno netta.
Si nota sul lato sinistro che l'estemità della giunzione *PN* dal lato dell'anodo (questa giunzione tiene la tensione inversa) è tagliata con un bordo inclinato di 45°. La giunzione *NP*, che tiene la tensione diretta, è tagliata con un angolo molto più piccolo (circa 6°). Ciò permette di ridurre il campo elettrico alla superficie.

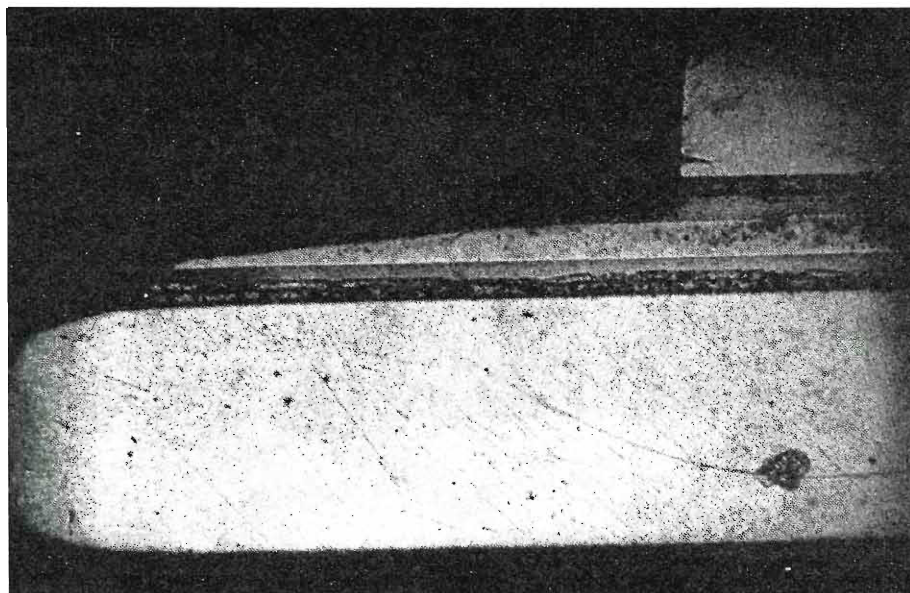
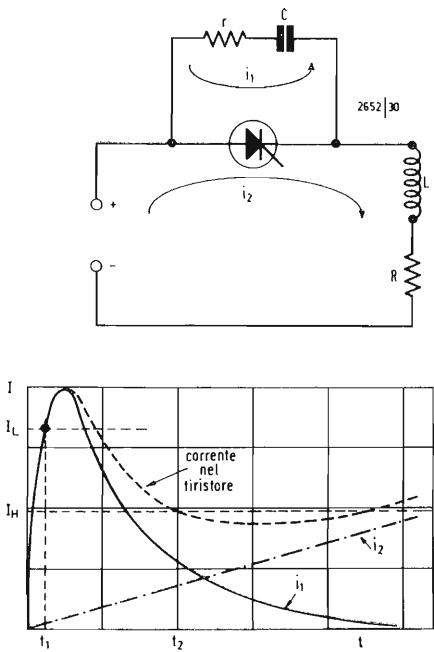



Fig. 18 - Comportamento di un circuito all'innesco di un tiristore.

scarica, si annulla e il tiristore si blocca. Ma non si può riapplicare la tensione positiva prima di un certo tempo t_q, pena di vedere il tiristore rimettersi a condurre. La fig. 19 presenta le forme d'onda corrispondenti al processo di funzionamento.

All'istante t_1, si commuta il circuito esterno; la corrente allora diminuisce secondo una pendenza di/dt e la tensione ai capi del tiristore, che era V_2, (un poco più di 1 V) diminuisce anch'essa pochissimo, ma l'ordine di grandezza non cambia. Al tempo t_2, la corrente cambia di segno: se il tiristore fosse perfetto, si bloccherebbe istantaneamente; in realtà, nell'intervallo di tempo $t_2 — t_3$, il tiristore si comporta come un corto circuito, poi, bruscamente all'istante t_3, si blocca. Ciò si traduce in una tensione (in pratica si verifica spessissimo un'oscillazione causata dalle induttanze e dalle capacità ripartite). La giunzione inversa ha ritrovato il suo potere di bloccaggio, ma la concentrazione dei portatori minoritari è ancora troppo grande in vicinanza della giunzione diretta, perchè quest'ultima ritrovi anch'essa il suo potere di bloccaggio; bisogna aspettare fino a t_6 per potere riapplicare una tensione positiva. Il tempo di estinzione t_q è uguale all'intervallo $t_2 \div t_6$. Il tempo $t_2 \div t_4$, detto generalmente t_{rr}, è il tempo di recupero, il suo ordine di grandezza è 1 μs; t_q è molto più grande e varia da 5 μs per i tiristori più rapidi a 50 μs per i tiristori normali (i tiristori molto grossi hanno tempi di estinzione, che possono raggiungere 400 μs).

La definizione esatta del tempo di estinzione è: « il tempo di estinzione per commutazione del circuito ». A tutto rigore, questa definizione conviene solo al metodo di commutazione forzata; tuttavia la definizione del tempo di estinzione può benissimo applicarsi ai circuiti a commutazione naturale, anche se questi circuiti funzionano in recupero. La definizione del tempo di estinzione non ha senso se non è accompagnata dalla definizione delle condizioni di misura. Si noti che tutti i fattori, che tendono a diminuire la concentrazione dei portatori minoritari, tendono a diminuire il tempo di estinzione. La tabella di fig. 20 riassume queste caratteristiche.

Temperatura

Il tempo di estinzione aumenta fortemente con la temperatura, soprattutto quando questa si avvicina al limite superiore della temperatura della giunzione. La curva della fig. 21 rappresenta questa variazione relativa; l'ordine di grandzza resta valido per tutti i tiristori; si noti che quando la temperatura della giunzione non è uniforme e vi è un solo punto caldo, il tempo t_q aumenta pure; questo avviene dopo una sopraelevazione di temperatura anormale in di/dt e la misura di t_q, immediatamente dopo il di/dt, può essere utilizzata per giudicare il sovraccarico. È per questa ragione che per i tiristori di alte prestazioni e specialmente ad alto di/dt, la prova di misura usata è un po' speciale: è il « pulse commutated turn-off », previsto, per esempio, nelle specifiche JEDEC per i tiristoni della serie 2N3658, dove il tempo di estinzione si misura nelle condizioni più sfavorevoli, cioè con una punta di corrente uguale a tre volte la corrente media e per la durata di 2 μs.

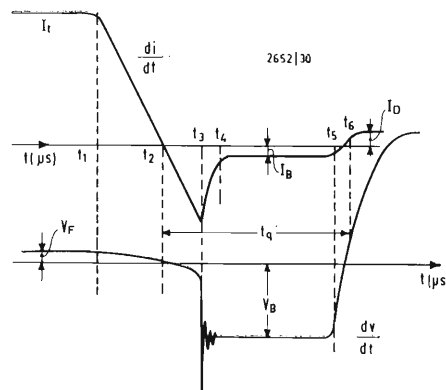



Fig. 19 - Caratteristiche di estinzione di un tiristore.

2652|30

fattore crescente	temperatura	corrente iniziale	$\left\|\frac{di}{dt}\right\|$	tensione inversa	tensione riapplicata: gradiente $\frac{dv}{dt}$	tensione riapplicata: ampiezza
influenza su t_q	↗	↗	↗	↘	↗	↗

Fig. 20 - Influenza dei principali fattori sul t_q (tempo di estinzione) di un tiristore.

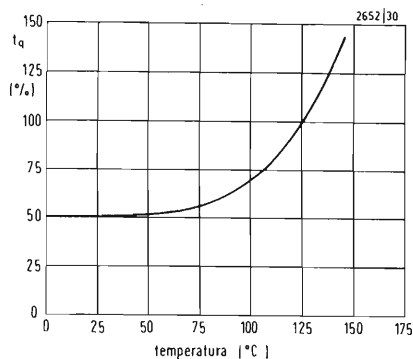



Fig. 21 - Variazione del *tq* con la temperatura di funzione.

Corrente e di/dt

Si capisce bene che quanto più la corrente è alta, tanto più si hanno portatori minoritari al livello delle giunzioni da bloccare, cioè che il tempo di estinzione aumenta quando la corrente diretta (prima della commutazione) aumenta, fig.22; la pendenza di variazione di questa corrente ha ancora più influenza: infatti, se quest'ultima diminuisce molto lentamente, una grande parte dei portatori minoritari sparisce prima dell'estinzione.
Tuttavia, ciò non è valido che in prima approssimazione e un di/dt forte, quando la corrente è negativa, ha piuttosto un effetto favorevole. Inversamente, il caso in cui il di/dt è grandissimo quando la corrente è positiva e molto meno grande quando la corrente è negativa (o, ciò che fa lo stesso, quando la punta di corrente negativa risulta diminuita) è sfavorevolissimo; questo caso può verificarsi, per esempio, se si usa un reattore saturato destinato a diminuire il di/dt all'estinzione. Dopo il cambiamento di segno della corrente, l'induttanza si desatura e limita la corrente inversa.

Riapplicazione della tensione negativa

Il tempo di estinzione varia molto con la tensione negativa riapplicata fintanto che questa è compresa fa 0 e 100 V; al disopra il suo effetto è poco sensibile (fig. 23).

Tensione di porta

Anch'essa ha influenza sulla temperatura di estinzione: per i turistori 35 A a lega, una polarizzazione negativa permette di guadagnare il 10%; per i tiristori molto piccoli, questa influenza può diventare importantissima (certi piccoli tiristori rapidi usati nei circuiti di deviazione orizzontale in televisione hanno il t_q, che può scendere a valori estremamente bassi, da 3 a 4 μs, con una fortissima polarizzazione negativa); invece, questa influenza è trascurabile per i grossi tiristori.

Riapplicazione della tensione diretta

Il tempo di estinzione varia con la tensione riapplicata e soprattutto con la velocità di variazione dv/dt di questa tensione. Questa influenza varia molto da un tipo di tiristore all'altro, secondo la struttura della giunzione *PN* di catodo.
Lo studio di tutti questi parametri dimostra che bisogna essere molto prudenti quando si confrontano i valori indicati, senza che siano precisate le condizioni di misura. Attualmente si può solo dolersi che queste condizioni non siano meglio definite nelle diverse norme e raccomandazioni internazionali.

Il dv/dt

Quando si supera « la velocità critica di incremento della tensione allo stato di bloccaggio » (dv/dt), il tiristore può innescarsi. Per meglio esaminare questo fenomeno è interessante riprendere lo schema equivalente di fig. 24: fra la base di T_1 e l'emettitore di T_2, c'è una capacità C tutt'altro che trascurabile; se la tensione cresce con la pendenza dv/dt, questa capacità viene attraversata da una corrente $i_o = C$ dv/dt, che rischia di far innescare il tiristore.

Condizioni di misura

Il primo metodo consiste nell'applicare al tiristore in prova, un gradino di tensione lineare crescente con la pendenza dv/dt e nel verificare ch'esso non inneschi. È importante osservare

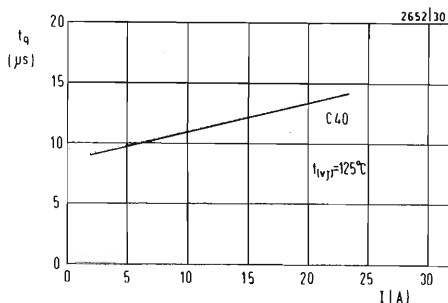



Fig. 22 - Influenza della corrente diretta su t_q.

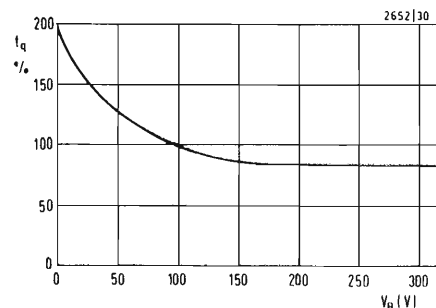



Fig. 23 - Influenza della tensione inversa sul tempo di estinzione.

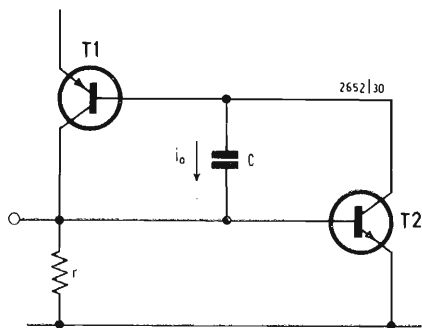



Fig. 24 - Circuito equivalente del tiristore.

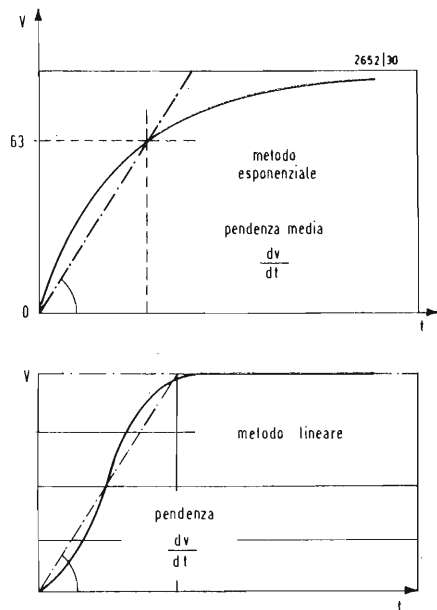



Fig. 25 - Condizioni di misura del dv/dt.

che la misura ha senso solo se si applica questa tensione fino ad un valore relativamente alto V_{max} che sia o V_{DWM} (eventualmente V_{DRM}), o 0,67 V_{DWM}. L'usanza tende attualmente ad adottare quest'ultimo valore, il che parrebbe criticabile; infatti, quando un utente calcola un circuito a tiristore, assume sempre un coefficiente di sicurezza fra la la tensione massima che avrà in servizio e V_{DWM} (questo coefficiente varia da 1,5 per il materiale elettrodomestico a oltre 3 per gli apparati di potenza usati in elettrochimica). Il dv/dt può provenire da diverse cause, precisamente:

— dal funzionamento stesso del circuito: sovratensione di commutazione dei ponti a tiristori, riapplicazione della tensione agli ondulatori etc. In questo caso, il valore al quale può salire la tensione transitoria è alto, ma conosciuto. Di regola in questo caso si adotta il 67%;

— da parassiti esterni al circuito (colpo di fulmine, sovratensione di manovra, interruzione di un'induttanza etc.). In questo caso, malgrado le protezioni, l'ampiezza della sovratensione transitoria è mal conosciuta e difficilissima da misurare, ma può essere vicinissima a V_{DRM}. L'utente ha tutto l'interesse a conoscere le possibilità di dv/dt del suo tiristore, poichè un tiristore garantito per un dato valore del dv/dt, quando la tensione non salga oltre il 67% di V_{DWM}, è facilissimo che non possa sopportare che la metà di questo gradiente sulla tensione portata a V_{DWM}.

Il metodo di misura « lineare » è spesso sostituito dal metodo esponenziale (fig. 25), che dà risultati sensibilmente coincidenti (ma è considerato un po' meno sfavorevole). Questo metodo consiste nell'applicare una tensione:

$$V = V_{max}\,[1 - \exp(-t/\theta)].$$

Per definizione, arbitraria, il dv/dt applicato al tiristore è:

$$dv/dt = \frac{0{,}63\ V_{max}}{\theta}.$$

Ciò corrisponde al valore medio della pendenza fra i tempi $t = 0$ e $t = \theta$. Si noti che la pendenza all'origine è $dv/dt_o = 1{,}58\ dv/dt$ e che la pendenza tende a zero quando ci si avvicina a V_{max}. In conclusione, tutto ciò che tende a rendere più difficili le condizioni di innesco tende ad aumentare il dv/dt.

Resistenza dell'elettrodo porta

Si vede in fig. 24, che se si dispone una resistenza tra la porta e il catodo, questa resistenza deriva una parte della corrente capacitiva e rende più difficile l'innesco del tiristore.

Questo metodo è estremamente efficace per i piccoli tiristori (la resistenza devia parimenti una parte della corrente di fuga del transistore T_1), al punto che le condizioni di funzionamento di certi piccoli tiristori (tiristori in contenitore *TO*-5, tiristori planari) sono sempre specificati con una resistenza di porta. Per i grossi tiristori si utilizza un altro metodo, che consiste nell'introdurre, in sede di costruzione, un certo numero di resistenze localizzate nella giunzione *NP* del catodo. Queste resistenze sono chiamate corti circuiti di porta e svolgono approssimativamente la funzione di una resistenza esterna. La sensibilità del tiristore risulta un poco più bassa, ma la sua tenuta in tensione è migliore e soprattutto, esso tiene molto meglio al dv/dt. I primi tiristori avevano dv/dt da 10 a 30 V/μs; ora si arriva a garantire 500 V/μs con corti circuiti di porta.

Polarizzazione della porta

Una polarizzazione negativa di porta

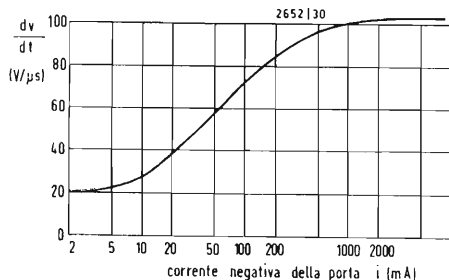



Fig. 26 - Influenza della polarizzazione negativa su un tiristore a lega (senza corto circuito di porta).

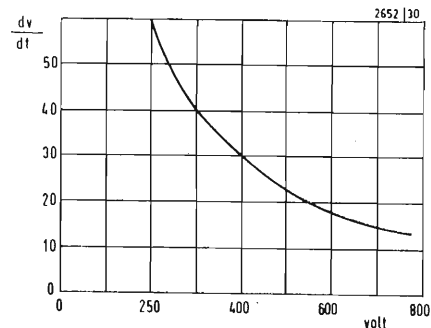



Fig. 27 - Variazione del dv/dt in funzione dell'ampiezza della tensione, per un tiristore a lega.

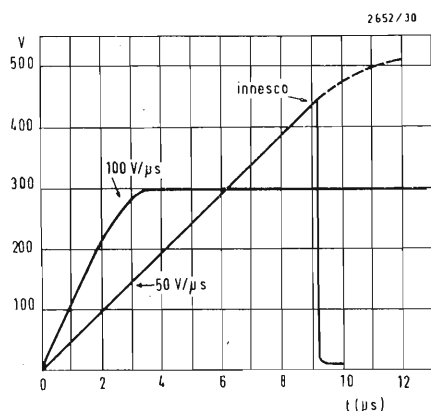



Fig. 28 - Controllo di un tiristore in dv/dt: il tiristore in prova innesca a 50 V/μs quando la tensione finale è 500 V; invece, esso « tiene » 100 V/μs con la tensione finale 300 V.

fa all'incirca lo stesso effetto della resistenza di porta, ma il risultato è più efficace (fig. 26).

Per i tiristori ordinari, una polarizzazione negativa di qualche volt può facilmente triplicare la tenuta in dv/dt. Nei tiristori costruiti con corti circuiti di porta, l'effetto è molto meno netto e varia secondo i tipi (l'effetto è tanto più notevole, quanto più piccolo è il tiristore). La polarizzazione negativa offre pure il grande vantaggio di aumentare l'immunità ai disturbi. Tuttavia è questa una tecnica costosa (in circuito), che tende a scomparire di fronte ai progressi fatti dai tiristori.

Temperatura della giunzione

Salvo controindicazione, il dv/dt è definito alla temperatura massima di giunzione; esso aumenta considerevolmente quando la temperatura diminuisce. Per i tiristori a lega, il dv/dt, alla temperatura ambiente è da 4 a 10 volte più grande del valore garantito a 125° C.

Influenza dell'ampiezza della tensione

Il limite d'innesco in dv/dt è anche esso, come il limite dell'innesco per la porta, male definito; il tiristore tende ad innescarsi, perchè la sua porta riceve una corrente capacitiva; a questa corrente bisogna aggiungere la corrente di fuga, cha a caldo non è più trascurabile e dipende molto dalla tensione. Ciò spiega perchè il dv/dt che il tiristore può sopportare dipenda dalla tensione finale (fig. 28).

Quando si fa innescare un tiristore attraverso la porta, il t_d varia molto quando la corrente di adescamento è debolissima; questo t_d può essere ben maggiore del t_d normale. Quando un tiristore innesca in dv dt, c'è talvolta un fenomeno analogo; il tiristore può innescarsi parecchi microsecondi dopo che sia stato sottoposto alla variazione di tensione (figura 28 e 29). È per questo che si raccomanda, in sede della progettazione degli strumenti di prova, di far sì che le tensioni siano mantenute parecchi microsecondi dopo la salita (fig. 29).

Influenza di una tensione preesistente

Il dv/dt corrispondente alla definizione teorica è raramente quello che viene applicato ad un tiristore in servizio nel suo impianto. Nella maggior parte dei casi, il dv/dt è sovrapposto ad una tensione preesistente; nei casi dove questa tensione è negativa, si comprende bene che la tenuta in dv/dt sia migliorata, perchè, per una data ampiezza di perturbazione, il valore finale della tensione è più basso. Ma c'è un altro fenomeno: l'applicazione preventiva di una tensione sposta i portatori della giunzione e tende a diminuire la capacità corrispondente. L'esperienza dimostra effettivamente che una tensione preesistente, anche se positiva, ha un effetto alquanto favorevole. Concludendo, il dv/dt isolato, come è previsto dalle norme, corrisponde dunque al caso più sfavorevole.

La prova in dv/dt corrisponde ad un controllo delle condizioni di funzionamento verso la gamma delle alte frequenze. Questo metodo di prova è poco familiare agli elettronici, che hanno piuttosto l'abitudine di fare rilievi in frequenza; ma è da gran tempo che è praticato in elettrotecnica. Tutte le macchine grosse (trasformatori, disgiuntori, alternatori) vengono provate con onda d'urto, in generale con una tensione il cui tempo di salita è di 1 μs (onda 1/50), il che equivale a dire che esse subiscono forti dv/dt.

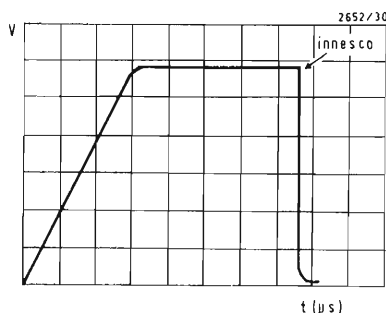



Fig. 29 - Il tiristore innesca in dv/dt parecchi microsecondi dopo la salita.

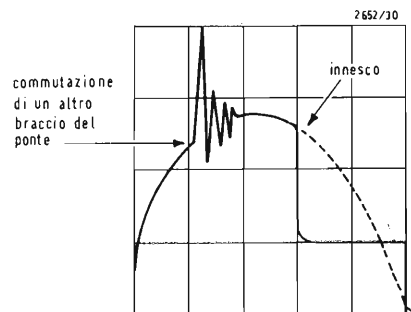



Fig. 30 - Tensione ai capi di un tiristore (circuito a ponte).

dott. M. Cominetti

I transistori unipolari ad effetto di campo

Considerazioni teoriche sull'impiego del transistore ad effetto di campo come reattanza controllabile mediante una tensione continua di polarizzazione.

3.1 - Introduzione

Nella tecnica dei circuiti impieganti tubi elettronici o componenti allo stato solido si utilizza talvolta il tubo o il transistore come tipico componente reattivo, capacitivo o induttivo, in regime lineare; contemporaneamente si richiede in genere di disporre di un mezzo comodo e opportuno per comandare il valore di tale reattanza, come ad esempio nel caso della modulazione di frequenza oppure nel controllo automatico della frequenza di un oscillatore. Il transistore ad effetto di campo permette di risolvere in modo soddisfacente questi problemi potendo ad esempio costituire una reattanza di tipo capacitivo o induttivo, entro tutta la banda di frequenze interessante il segnale televisivo in bianco e nero o a colori. La notevole dinamica di regolazione di tale reattanza suggerisce, oltre alle applicazioni ora ricordate, l'interessante possibilità di impiego nei quadripoli passivi (a R, L, C) per ottenere funzioni di trasferimento variabili mediante il semplice controllo di una opportuna tensione continua di polarizzazione.
Nel corso della presente monografia, dedicata allo studio delle più interessanti applicazioni dei transistori ad effetto di campo, viene sviluppata una analisi teorica e sperimentale della « reattanza controllata » realizzata con il FET; si presentano, come applicazioni, i circuiti sperimentali di un filtro passa basso di tipo R, L, C ed il circuito di un oscillatore controllato in frequenza.

3.2 - Considerazioni teoriche sul funzionamento del FET come capacità variabile

Un FET funzionante nella regione di saturazione delle caratteristiche statiche di raccoglitore e collegato secondo lo schema di principio di fig. 3.1, ossia con controreazione di tensione fra i terminali di raccoglitore (D) e di controllo (G), si comporta come un bipolo di tipo reattivo se l'impedenza Z_1 è puramente reattiva e l'impedenza Z_2 puramente resistiva; anzi se la rete passiva Z_1 e Z_2 è tale che la corrente di raccoglitore I_{ds} risulti sfasata in anticipo (o in ritardo) di 90° rispetto alla tensione di segnale applicata fra controllo e sorgente, allora il FET si comporta come una « capacità » (o una « induttanza ») funzione del valore della sua transconduttanza g_m nella regione di saturazione.
Per una analisi accurata del dispositivo si preferisce utilizzare il circuito equivalente di fig. 3.2, valido in regime lineare per piccoli segnali. Si è indicato con r_{ds} la resistenza differenziale di uscita e con μV_{gs} il generatore equivalente della tensione di segnale nel circuito di raccoglitore, mentre con C ed R si individuano i componenti della rete passiva di controreazione.
Indicando con V_{ds} la tensione di segnale e con I la corrente entrante nel nodo D, questa è la somma della corrente I_C che percorre il ramo di reazione della corrente di raccoglitore I_D del FET. Con semplici passaggi algebrici si deduce (V. Appendice) la seguente espressione dell'ammettenza equivalente del bipolo fra i terminali D e S:

$$Y = \frac{1}{R - j X_C} + \frac{1}{\dfrac{1}{g_m} - j \dfrac{1}{g_m R C \omega}} + \frac{1}{r_{ds}} \qquad (3.1)$$

Con un immediato procedimento di sintesi si risale da questa espressione al circuito equivalente di fig. 3.3. In esso vi compaiono tre impedenze in parallelo ossia:

— la resistenza d'uscita del FET: r_{ds}
— l'impedenza della rete di controreazione: $R - jX_C$

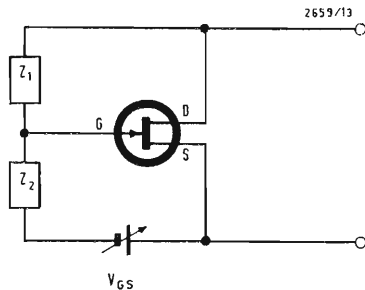



Fig. 3.1 - Schema di principio del bipolo reattivo ottenuto mediante un transistore ad effetto di campo.

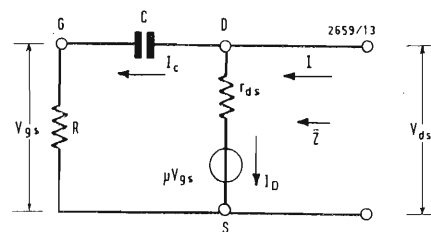



Fig. 3.2 - Circuito equivalente in regime lineare per piccoli segnali.

— la reattanza equivalente del FET:

$$\frac{1}{g_m} - j\frac{1}{g_m\,\omega\,RC}$$

Se il valore del modulo delle prime due impedenze è molto elevato rispetto alla terza e se $1/\omega RC$ è grande rispetto all'unità, l'espressione 3.1 si semplifica ulteriormente in

$$Y \cong \frac{1}{\dfrac{1}{g_m} - j\dfrac{1}{g_m\omega RC}} \qquad (3.2)$$

Risalendo infine all'impedenza equivalente ($Z = 1/Y$) del bipolo fra i terminali D e S si può dire che, con le ipotesi formulate in precedenza, essa è costituita da una capacità di valore $g_m RC$ con in serie una resistenza di valore $1/g_m$. Ora, poiché la transconduttanza g_m del transistore ad effetto di campo dipende dalla tensione continua V_{GS} di polarizzazione secondo la relazione

$$g_m = \left[\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}}\right]_{V_{DS}=cost} = g_M\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right] \qquad (3.3)$$

ottenuta derivando rispetto a V_{GS} l'espressione ormai nota della corrente di raccoglitore

$$I_{DS} = I_{DSS}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right]^2 \qquad (3.4)$$

si deduce che la capacità equivalente del FET fra i terminali D e S gode della interessante proprietà di poter venire controllata dalla tensione continua V_{GS}. L'espressione definitiva di tale capacità, è infatti la seguente

$$C_{eq} \cong g_m RC = g_M\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right] RC \qquad (3.5)$$

dove secondo le assunzioni del paragrafo 1.8 si è indicato con g_M il valore massimo della transconduttanza in corrispondenza a $V_{GS} = 0$ Volt e con V_p il valore della tensione continua V_{GS} che provoca lo strozzamento del canale conduttore fino ad annullare la corrente di raccoglitore.

3.3. - Il transistore ad effetto di campo funzionante da induttanza

Se nello schema di principio di fig. 3.1 la Z_1 è una resistenza pura R e Z_2 una capacità C, si può dimostrare che, con le ipotesi

$$\left|R + \frac{1}{j\omega C}\right| \gg \left|\frac{1}{g_m} + j\omega L\right| \qquad R \gg \frac{1}{\omega C}, \qquad (3.6)$$

il FET si presenta fra gli elettrodi D ed S come una « induttanza » di valore

$$L_{eq} \cong \frac{RC}{g_m} = \frac{RC}{g_M\left[1 - \dfrac{V_{GS}}{V_p}\right]} \qquad (3.7)$$

con in serie la resistenza $1/g_m$; il circuito equivalente è rappresentato in fig. 3.4.

3.4. - Considerazioni sul fattore di merito della reattanza equivalente

Secondo le deduzioni teoriche in precedenza ottenute si associa in serie alla reattanza equivalente del FET una resistenza di valore $1/g_m$; ciò pone ovviamente in discussione il valore effettivo

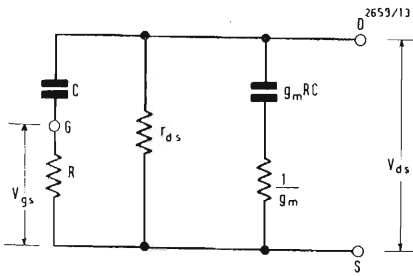



Fig. 3.3 - Rete equivalente fra i terminali raccoglitore e sorgente di un FET funzionante da reattanza capacitiva.

Fig. 3.4 - Rete equivalente fra i terminali raccoglitore e sorgente di un FET funzionante da reattanza induttiva.

del fattore di merito Q della reattanza equivalente. Se si trascura in prima approssimazione l'effetto della impedenza della rete di controreazione è facile dimostrare la validità delle due relazioni seguenti:

$$Q_{(Ceq)} = \frac{\omega RC}{\frac{g_{os}}{g_m} + (\omega RC)^2 \left[1 + \frac{g_{os}}{g_m}\right]} \qquad (3.8)$$

$$Q_{(Leq)} = \frac{\omega RC}{1 + \frac{g_{os}}{g_m} [1 + (\omega RC)^2]} \qquad (3.9)$$

In seconda approssimazione se $g_m/g_{os} \gg$ $\gg 1$, come accade normalmente per transistori di corrente produzione, si deducono le relazioni più approssimate, ma certo di più immediata interpretazione:

$$Q_{(Ceq)} \cong \frac{1}{\omega RC}; \quad Q_{(Leq)} \cong \omega RC \qquad (3.10)$$

Queste relazioni dimostrano una totale indipendenza del fattore di merito dalla transconduttanza del transistore, almeno entro il campo di frequenze in cui valgono le ipotesi semplificative in precedenza formulate, mentre stabiliscono una dipendenza dalla frequenza $f = \omega/2\pi$ e dalla costante di tempo $T = RC$ della rete di controreazione.
In particolare la possibilità di utilizzazione del FET alle frequenze elevate è dunque subordinata, nel caso capacitivo all'impiego di un piccolo valore della costante T e nel caso induttivo a valori elevati della stessa costante.

3.5. - Dinamica di variazione della reattanza capacitativa

Limitando lo studio al FET che si comporta come una capacità, è interessante conoscere la dinamica di variazione della C_{eq} in funzione della tensione continua di controllo V_{GS}. Derivando la relazione 3.5 rispetto a V_{GS} si ottiene

$$\frac{dC_{eq}}{dV_{GS}} = \frac{d}{dV_{GS}} \left[g_M RC - g_M RC \frac{V_{GS}}{V_p}\right]$$

$$= \frac{g_M RC}{V_p} \qquad (3.11)$$

Considerando le variazioni assolute della C_{eq}, corrispondenti alla variazione di V_{GS} da 0 a V_P, si può scrivere:

$$|\Delta C_{eq}| = |\Delta V_{GS}| \frac{g_M RC}{V_p} = g_M RC \qquad (3.12)$$

poiché

$$|\Delta V_{GS}| = |V_p|$$

Questa importante relazione stabilisce dunque che la variazione totale della capacità rappresentata dal FET è proporzionale alla transconduttanza massima, ed alla costante di tempo RC.
Per il FET tipo BF246 Texas il valore di g_M è mediamente superiore a 15 mA/volt mentre per il tipo BF245C Texas g_M è mediamente superiore a 6 mA/volt; con questi valori è possibile ottenere fino alla frequenza di 15 MHz variazioni di capacità dell'ordine di 20 e 7 volte rispettivamente. La costante T non può tuttavia assumere valori arbitrari, ma è limitata dalle due condizioni seguenti:

1) $R \ll \frac{1}{\omega C}$

2) e dalla relazione (3.1)

$$\left| R - \frac{j}{\omega C} \right| \gg \left| \frac{1}{g_m} - \frac{j}{g_m \, \omega RC} \right|$$

Estendendo la disuguaglianza alle parti reali e immaginarie si deduce:

$$R \gg \frac{1}{g_m}$$

e pertanto, in tutto il campo di regolazione, la costante $T = RC$ deve essere definita dalla relazione seguente:

$$\frac{C}{g_{min}} \ll RC \ll \frac{1}{\omega_M} \qquad (3.13)$$

Questa disuguaglianza, unitamente alla espressione (3.5) stabilisce una relazione fondamentale per il progetto delle reti lineari che utilizzano il FET come capacità variabile.

3.6. - Alcune applicazioni del transistore ad effetto di campo funzionante come capacità controllata

3.6.1. - Rete lineare passiva di tipo passa basso

Un elementare filtro passa basso si può realizzare collegando in serie una induttanza, una resistenza e una capacità e prelevando il segnale utile ai capi di quest'ultima (fig. 3.5). Se il coefficiente di smorzamento ϵ del circuito è maggiore o uguale a 0,7 il segnale in uscita

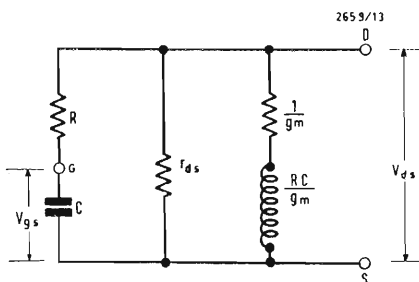
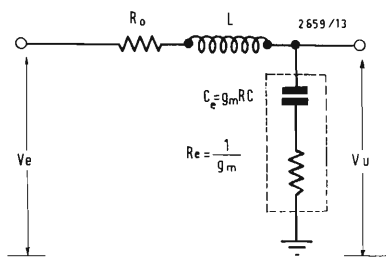



Fig. 3.5 - Filtro passa basso RLC con funzione di trasferimento $G(f)$ controllabile.

Fig. 3.6 - Filtro passa basso RLC - circuito sperimentale.

non è influenzato da indesiderati fenomeni di sovratensione e la funzione di trasferimento della rete, ossia $G(f) = V_u/V_c$, può venire controllata variando la tensione continua di polarizzazione del transistore ad effetto di campo che funziona da capacità.
Il circuito che si è realizzato in via sperimentale è rappresentato in fig. 3.6; il transistore T_1 oltre a funzionare da convertitore di impedenza, comportandosi come un generatore ideale di tensione per il segnale, fornisce anche l'opportuna tensione continua per l'alimentazione del FET (T_2). Come si è detto in precedenza il FET deve infatti funzionare nella regione di saturazione delle caratteristiche statiche in tutto il campo di regolazione della tensione continua di controllo V_{GS}; la caduta di potenziale che si stabilisce ai capi della resistenza di smorzamento R_o deve perciò garantire una tensione continua V_{DS} sempre superiore a $|V_p|$, essendo questa, come è noto, la tensione che stabilisce il limite fra la regione ohmica e la regione di saturazione quando $V_{GS} = 0$ V. (par. 1.7).
Per il FET BF246 in esame, caratterizzato da $V_p = -2$ volt, $I_{DSS} = 15$ mA, $g_M = 15$ mA/volt, si è fissato un potenziale continuo di $+25$ V sull'emettitore di T_1 e si è scelto una resistenza R_o di 500 ohm, valore che soddisfa contemporaneamente alle condizioni di alimentazione del FET e di smorzamento del filtro.
Le considerazioni di progetto del filtro, di cui si vuole definire la legge di dipendenza della caratteristica di trasferimento $G(f)$ dalla tensione continua di controllo V_{GS}, verranno svolte sulla base delle seguenti ipotesi semplificative:
1) si trascura l'effetto della resistenza dinamica del FET (r_{ds}) sicuramente molto maggiore di R_o.
2) si trascurano le capacità interelettrodice del FET
3) si trascura la capacità d'ingresso dello stadio di prelievo del segnale.
Stabilita inoltre la massima frequenza di taglio del filtro, corrispondente al valore minimo di C_{eq}, si procede a definire il valore della costante di tempo RC della rete di controreazione in accordo con la 3.13.
Se
$f_M = 10$ MHz
$C = 5$ pF
$g_{min} \cong 1$ mA/volt
scegliendo $R = 2$ kohm si ottiene

$$5 \cdot 10^{-9} < 10 \cdot 10^{-9} < 16 \cdot 10^{-9}$$

Questo valore limite della disuguaglianza si può ritenere accettabile e perciò si assume

$$T = RC = 1 \cdot 10^{-8} \text{ sec}$$

Il valore della costante di tempo T va dunque determinato con un opportuno compromesso fra due condizioni contrastanti: l'estensione dell'impiego del filtro alle frequenze elevate richiede un basso valore di T mentre l'aumento della dinamica di controllo della funzione di trasferimento richiede un elevato valore di T.
Dopo queste preliminari considerazioni di progetto si deve ora studiare il comportamento del filtro deducendone innanzitutto l'espressione del modulo della funzione di trasferimento; si può dimostrare che

$$|G(x)| = \left|\frac{V_u}{V_e}\right| = \frac{\sqrt{1 + \frac{X^2 C_e R_e^2}{L}}}{\sqrt{(1 - X^2)^2 + (2\,\epsilon\, X)^2}} \qquad (3.14)$$

essendo ϵ il coefficiente di smorzamento della rete definito come rapporto fra la resistenza totale della rete e la resistenza critica ed X il rapporto fra la pulsazione generica ω e la pulsazione di risonanza $\omega_o = 1/\sqrt{LC_e}$.
Si tratta di una funzione razionale fratta che, convertita in unità logaritmiche decimali (u.l.d.), può venire rappresentata graficamente come curva risultante della somma algebrica fra le curve che rappresentano la funzione al numeratore, con pendenza $+20$ db/decade, e la funzione al denominatore, con pendenza -40 db/decade. La prima curva espressa in u.l.d. assume il valore $+3$ db alla pulsazione

$$\omega_1 = \frac{1}{RC} = 10^8 \text{ rad/sec}$$

e quindi alla frequenza

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = 15{,}9 \text{ MHz}$$

ed è del tutto indipendente dalla tensione V_{GS} di controllo. La seconda curva dipende invece dalla tensione di controllo attraverso i parametri ϵ e C_{eq} che agli estremi del campo di regolazione valgono rispettivamente

$\epsilon \cong 0{,}7$
$C_{eq} = 150$ pF $\quad (V_{GS} \cong 0$ V)
$\epsilon \cong 1$
$C_{eq} = 10$ pF $\quad (V_{GS} = V_p = -2$v)

Essa assume i valori -6 db alla frequenza $f_2 = 3{,}78$ MHz, e -3 db alla frequenza $f_3 \cong 14{,}5$ MHz. Riportando ora nel piano $(|G|; f)$ questi tre valori di frequenza caratteristici e disegnando le curve (1), (2) e (3) si ottiene il grafico di fig. 3.7a che rappresenta le due caratteristiche limiti di attenuazione del

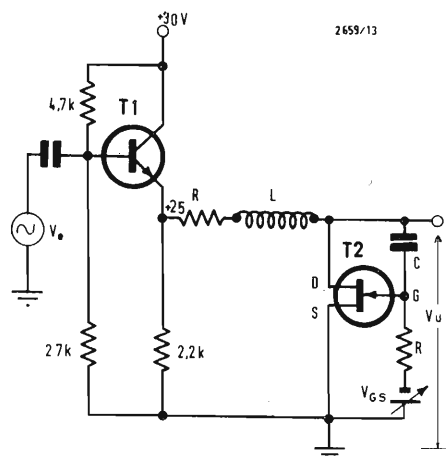
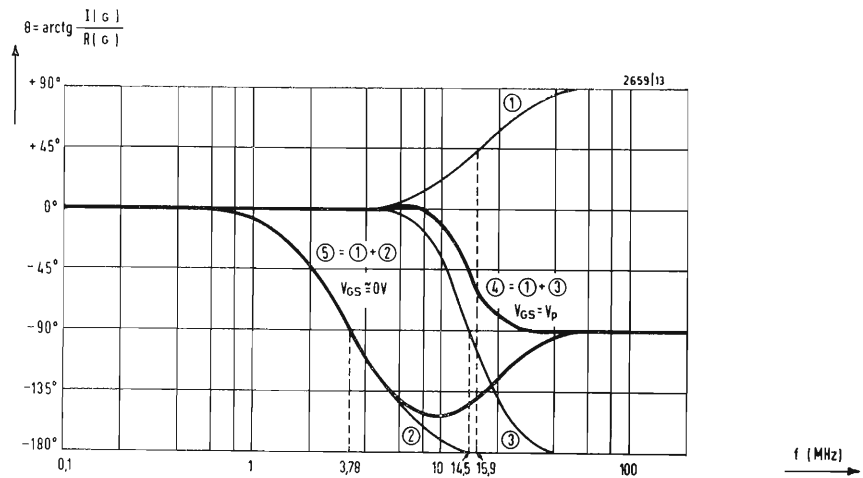



Fig. 3.7*a* - Caratteristica fase-frequenza del filtro passa basso di fig. 3.6 per le due condizioni limiti della tensione di controllo del FET.

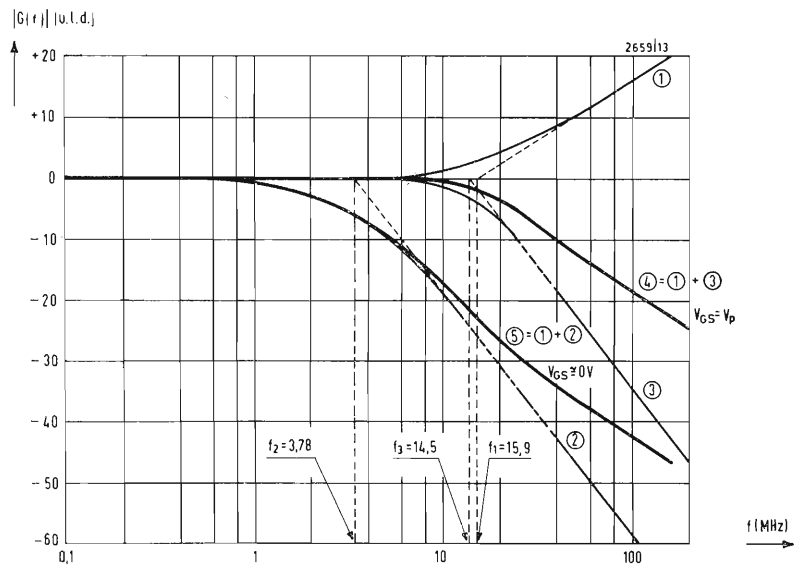



Fig. 3.7*b* - Caratteristica ampiezza-frequenza del filtro passa basso di fig. 3.6 per le due condizioni limiti della tensione di controllo del FET.

filtro. Contemporaneamente nel grafico di fig. 3.7b sono rappresentate le due curve di fase del filtro (4, 5); esse si ottengono come somma algebrica degli sfasamenti relativi alle funzioni componenti. In corrispondenza alla frequenza f_1 lo sfasamento per la curva (1) vale $+ 45°$ e tende a zero per $f \to 0$ e a $+ 90°$ per $f \to \infty$. Per le altre curve gli sfasamenti sono invece di $- 90°$ in corrispondenza alle frequenze f_2 e f_3 e tendono a zero per $f \to 0$ ed a $- 180°$ per $f \to \infty$.

A conclusione di questa applicazione del transistore ad effetto di campo come capacità controllata si osserva che le caratteristiche di attenuazione e fase del filtro dipendono essenzialmente dalla transconduttanza g_m del FET sia per quanto riguarda la dinamica di regolazione della frequenza di taglio che per la pendenza in decibel/decade delle caratteristiche medesime. Già si è visto infatti che la variazione della frequenza di taglio è uguale alla radice quadrata della variazione di capacità del FET e quindi alla radice quadrata di g_m. Con il FET BF246 si ottiene in effetti una dinamica di regolazione della frequenza di taglio dell'ordine di 4 corrispondente all'incirca a $\sqrt{g_m}$. Una maggior dinamica si può ottenere solo utilizzando transistori con più elevata transconduttanza spesso a scapito però di minori prestazioni in alta frequenza a causa di non trascurabili valori delle capacità interelettrodiche. Elevati valori di transconduttanza sono desiderabili anche al fine di migliorare il fattore di merito della capacità del FET ridu-

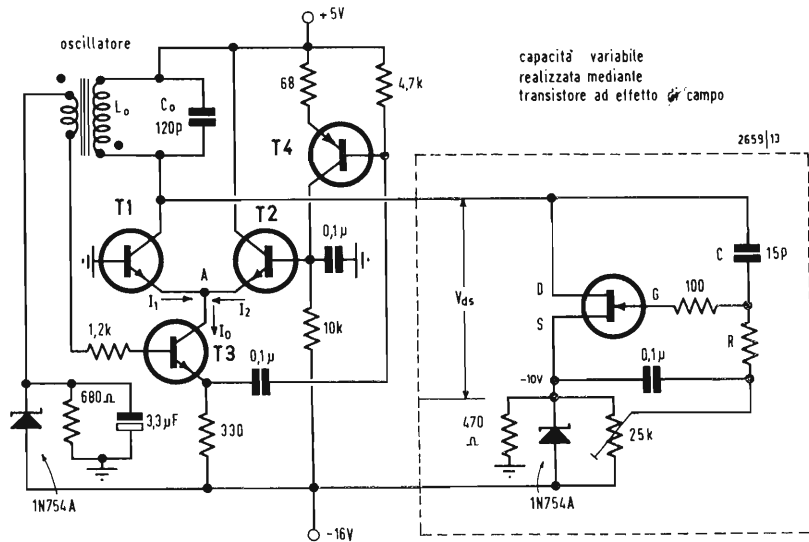



Fig. 3.8 - Circuito sperimentale di un oscillatore a induttanza-capacità controllato in frequenza mediante un transistore ad effetto di campo funzionante da capacità. L'ampiezza del segnale di uscita rimane costante in tutto il campo di regolazione della frequenza.

cendo l'effetto delle perdite conglobate nella resistenza serie $R_e = 1/g_m$; se R_e tende a zero la pendenza della caratteristica di attenuazione si avvicina sensibilmente a — 40 db/decade tipici del filtro passa basso di tipo *R, L, C*.

3.6.2. - Controllo della frequenza di un oscillatore mediante un FET funzionante da capacità

Come seconda applicazione si descrive il circuito di un'oscillatore alla frequenza centrale di 500 KHz controllabile mediante un FET derivato in parallelo al circuito risonante (L_o; C_o) e funzionante da capacità (fig. 3.8). L'oscillatore, realizzato con tre transistori (T_1, T_2, T_3) è del tipo a circuito accordato di collettore; L_o e C_o rappresentano l'induttanza e la capacità « fisse » del circuito risonante, ed il funzionamento a regime avviene in classe *A* con un segnale d'uscita sinusoidale con basso contenuto armonico. La variazione della frequenza si ottiene controllando la tensione di polarizzazione del FET. Poiché al variare della frequenza varia l'ampiezza del segnale in uscita secondo la curva di selettività del circuito risonante, si è provveduto ad un controllo automatico del livello del segnale d'uscita al fine di mantenerlo costante entro tutto il campo di regolazione. Questa soluzione presenta un certo interesse consentendo ad esempio di realizzare un « oscillatore a spaz-

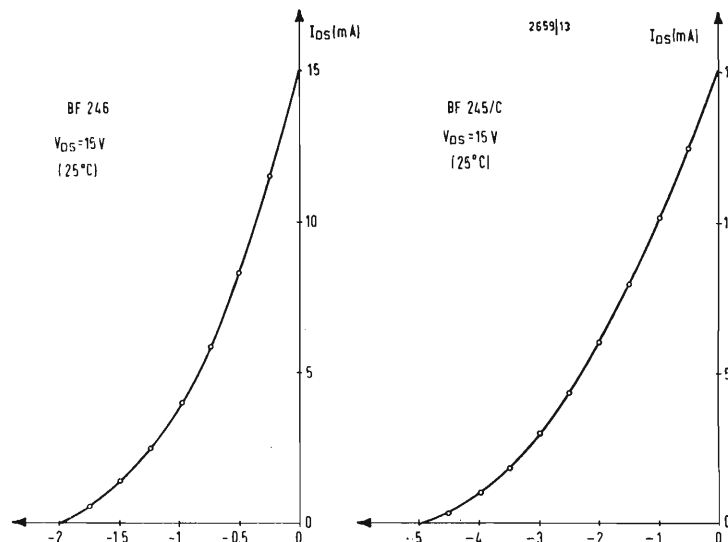



Fig. 3.9 - Caratteristiche mutue dinamiche tipiche dei FET Texas BF246 e BF245-c.

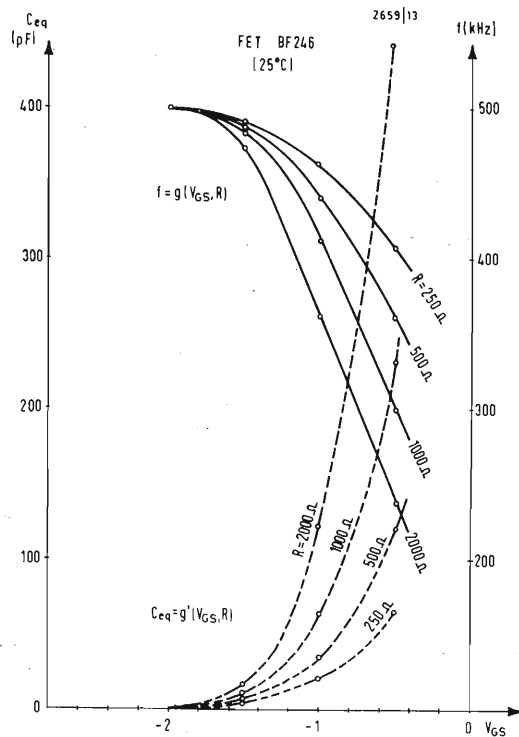



Fig. 3.10 - Leggi di variazione della frequenza dell'oscillatore e della capacità equivalente del FET BF 246 in funzione della tensione continua di controllo.

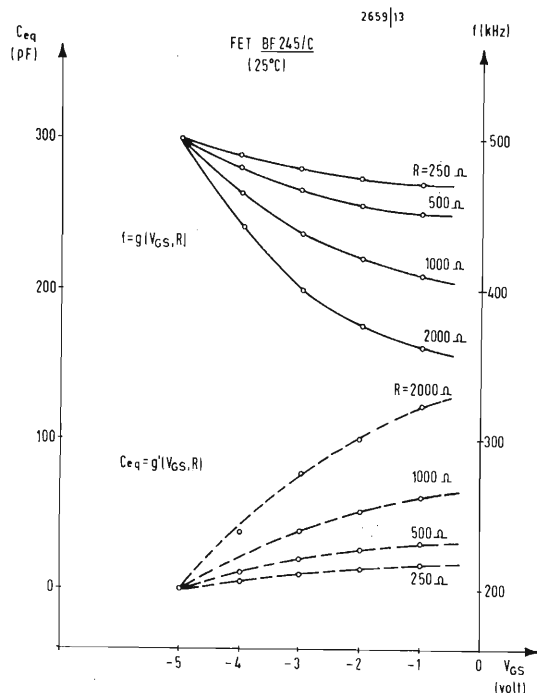



Fig. 3.11 - Leggi di variazione della frequenza dell'oscillatore e della capacità equivalente del FET BF 245-c in funzione della tensione continua di controllo.

zolamento » in cui la variazione della frequenza avviene in modo continuo su comando di una tensione di polarizzazione a dente di sega.

Il circuito impiegato utilizza il transistore T_4 come rivelatore di picco e come pilotaggio in base di T_2 con una corrente continua I_2 proporzionale all'ampiezza del segnale d'uscita.

La corrente continua I_0 nel nodo A è costantemente uguale a $I_1 + I_2$ perché è imposta dal transistore T_3 che funziona da generatore di corrente. Supportata alla corrente di polarizzazione si trova la corrente sinusoidale dell'oscillatore. Se il livello di uscita aumenta, aumenta la corrente I_2, diminuisce la corrente I_1, il transistore T_1 tende ad interdirsi; si riduce di conseguenza il livello d'uscita fino a riportarsi sul valore costante iniziale.

Il FET, collegato direttamente in parallelo al circuito risonante, si comporta come una capacità C_{eq}. Assumendo C_o sufficientemente elevato in modo da poter trascurare le capacità parassite del circuito e le capacità interelettriche dei transistori, si può con buona approssimazione asserire che la frequenza di oscillazione, allorché il FET è scollegato, vale

$$f_o \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} \qquad (3.15)$$

Allorché il FET viene inserito la frequenza di oscillazione diventa:

$$f_o' = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o(C_o + C_{eq})}} \qquad (3.16)$$

con

$$C_{eq} = g_m RC = g_M \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right] RC$$

Variando la tensione continua V_{GS} da 0 volt a V_p si è di volta in volta misurata la frequenza dell'oscillatore, ripetendo le misure per diversi valori della resistenza R (250, 500, 1000, 2000 Ω) e per i due tipi di transistori Texas BF 246 e BF 245/C.

Si sono scelti questi due transistori, che presentano caratteristiche notevolmente diverse, per mettere in evidenza la stretta dipendenza della dinamica del controllo di frequenza dalle caratteristiche di trasferimento.

Fissati i valori C = 15 pF e C_o = 120 pF, si sono determinati i valori di resistenza R in base alla relazione (3.13). Si sono quindi riportati in tabella i risultati ottenuti. Inoltre si è ritenuto interessante riportare in grafico la legge di variazione della frequenza e determinare per via sperimentale la capacità equivalente del FET in base ai valori di frequenza f_o e f'.

Eseguendo il rapporto fra le espressioni (3.15) e (3.16), si ottiene

$$\frac{f_o}{f'} = \sqrt{\frac{C_o + C_{eq}}{C_o}} = \sqrt{1 + \frac{C_{eq}}{C_o}}$$

e quindi

$$C_{eq} = C_o \left[\left(\frac{f_o}{f'}\right)^2 - 1\right] \qquad (3.17)$$

(Sperim.)

Questi valori di capacità effettiva del FET presentano una notevole corrispondenza con i valori teorici $C'_{eq} = g_m RC$ in tutto il campo di regolazione della tensione V_{GS}.

Si ottiene così una confortante verifica sperimentale della relazione 3.5 dedotta in precedenza mediante considerazioni puramente teoriche.

In fig. 3.9 sono rappresentate le caratteristiche tipiche di trasferimento a 25° dei FET BF246 e BF245/C. La pendenza di queste curve rappresenta la transconduttanza g_m. Nelle figg. 3.10 e 3.11 sono rappresentate le curve di variazione della frequenza dell'oscillatore e del-

la capacità equivalente del FET in funzione della tensione continua di controllo.

Appendice

Utilizzando il circuito equivalente indicato in fig. 3.2 si vuol dimostrare la validità della relazione 3.1 che esprime sotto forma generale l'ammettenza del bipolo fra i terminali D e S.

Si può scrivere immediatamente:

$$I_c = \frac{V_{ds}}{R - jX_c}$$

$$V_{gs} = RI_c = \frac{R}{R - jX_c} V_{ds}$$

$$I_D = \frac{\mu V_{gs} + V_{ds}}{r_{ds}} =$$

$$= g_m \frac{R}{R - jX_c} V_{ds} + \frac{V_{ds}}{r_{ds}}$$

La corrente totale derivata dal bipolo vale:

$$I = I_c + I_D = \frac{V_{ds}}{R - jX_c} +$$

$$+ g_m \frac{R}{R - jX_c} V_{ds} + \frac{V_{ds}}{r_{ds}}$$

e l'ammettenza equivalente fra i terminali D e S risulta:

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{I}{V_{ds}} = \frac{1}{R - jX_c} +$$

$$+ g_m \frac{R}{R - jX_c} + \frac{1}{r_{ds}}$$

Moltiplicando ora numeratore e denominatore del secondo termine per $1/g_m$ si ottiene identicamente la 3.1.

Tabella I - Caratteristica del controllo di frequenza di un oscillatore a 500 kHz mediante un FET funzionante da capacità.

Tipo di transistore	V_{GS} (volt)	R = 250 Ω			R = 500 Ω			R = 1000 Ω			R = 2000 Ω		
		$f_{(KHz)}$	$C_{eq(pf)}$	$C'_{eq(pf)}$	f	C_{eq}	C'_{eq}	f	C_{eq}	C'_{eq}	f	C_{eq}	C'_{eq}
BF 246	—2	500	—	—	500	—	—	500	—	—	500	—	—
V_p = —2 V	—1,5	493	2,5	2,6	490	4	5,2	485	7	10,4	475	14,3	20,8
(25 °C)	—1	464	21	22	440	37	44	411	62,5	88	362	121	176
	—0,5	409	64	65	361	121	130	300	230	260	238	442	520
BF 245/C	—5	500	—	—	500	—	—	500	—	—	500	—	—
V_p = —5 V	—4	490	3,9	5 5	482	10	11	465	21	22	441	36,5	44
(25 °C)	—3	480	10,4	11	465	21	22	436	41,8	44	396	76 8	88
	—2	475	14,3	14,6	456	27	29,2	421	53,5	58,4	376	109	116
	—1	470	18	18	449	31	36	411	62,5	72	361	121	144

C'_{eq} = capacità equivalente teorica.
C_{eq} = capacità equivalente sperimentale.

Il pianoforte elettronico, lo strumento di domani

New York. - Il trentacinquesimo congresso della Società Americana della Tecnica Audio, che ha richiamato su New York l'interesse degli esperti di elettroacustica di tutto il mondo, ha avuto come fulcro d'interesse il pianoforte elettronico Philips.

Si tratta del primo piano elettronico del mondo e, benché la Philips per il momento non ne abbia in programma la produzione diretta, sono in corso trattative per la concessione dei relativi brevetti. È pressoché concluso anzi un primo accordo con una Società americana che conta di vararne la produzione entro due anni.

Il nuovo strumento pesa la metà di un comune pianoforte meccanico, ha lo stesso ingombro e non apporta varianti alla tecnica di esecuzione. È però dotato di auricolari, sicché è possibile un insegnamento cumulativo, con un solo maestro e più alunni, come nei laboratori di lingue già largamente adottati in tutto il mondo.

Il suono è identico, con leggere differenze di timbro solo per le ottave più basse e più alte. Quest'ultime anzi risultano più brillanti. Dal punto di vista funzionale va sottolineata la caratteristica di non attaccabilità da parte dell'umidità e delle variazioni di temperatura.

Ma come funziona il pianoforte elettronico?

L'intensità di una nota di un piano dipende dalla forza con cui si preme su un tasto. Questa relazione, nello strumento elettronico, è determinata da una azione elettromagnetica. Nel tasto c'è un trasduttore che alla pressione produce un impulso, di ampiezza proporzionale alla velocità del movimento del tasto, impulso che, convertito in una forma d'onda che costituirà l'inviluppo della nota, viene poi passato in un modulatore nel quale viene applicato il segnale corrispondente alla nota. Il segnale così ottenuto, modificato da un filtro dipendente dall'ampiezza per ottenere le volute caratteristiche di caduta degli ipertoni, dopo l'amplificazione è applicato ad uno o più altoparlanti.

Le frequenze più alte, corrispondenti alle toniche dei dodici toni più alti della scala, sono prodotti da altrettanti oscillatori, seguiti da catene di divisori di frequenza che insieme coprono l'intera scala.

L. Cesone

Correttore variabile del fattore «gamma»

per migliorare l'amplificazione dei segnali video in una catena di ripresa televisiva*

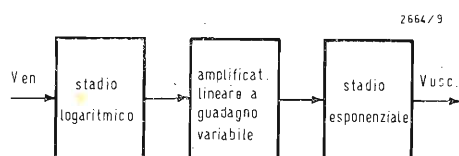



Fig. 1 - Principio di funzionamento di un amplificatore non lineare.

Si descrive un amplificatore transistorizzato con comportamento variabile non lineare (correttore del fattore « gamma ») destinato al trattamento dei segnali video televisivi, che consente una facile selezione del fattore gamma per valori compresi fra 0,3 e 4.

Prima di entrare nel vivo della descrizione riteniamo opportuno fornire al lettore alcune informazioni introduttive relative alla definizione del fattore gamma ed al concetto di correzione del medesimo.
Si definisce fattore gamma l'indicazione numerica del grado di contrasto di una immagine teleripresa. Si ottiene tracciando la curva del logaritmo dell'ampiezza di uscita (ordinata) rispetto al logaritmo dell'ampiezza di ingresso (ascissa), ove le ampiezze sono misurate riferendosi ad un punto corrispondente ad un certo livello di nero; successivamente, tracciando una linea retta che approssimi detta curva nell'intorno della regione di interesse, e valutandone la pendenza.

Per correzione del fattore gamma si intende invece l'introduzione di una caratteristica uscita/ ingresso non lineare ai fini di modificare l'effettivo valore di gamma.

In un sistema di ripresa televisiva consistente, per esempio, in una telecamera, in un amplificatore video e in un tubo di ripresa, capita frequentemente che il segnale video in uscita dal tubo non sia proporzionale al valore di luminanza relativo alla scena teleripresa. Questo fenomeno è dovuto all'esistenza di caratteristiche di trasferimento non lineari in uno o più dispositivi della catena televisiva e — per analogia — con la tecnica fotografica — è appunto noto come fattore gamma. In prima approssimazione, la distorsione citata può essere rappresentata come funzione di una legge esponenziale che assume la forma essenziale $y = x^{\gamma}$ ove γ può assumere valori compresi fra 1 e 2,5. Per ottenere una caratteristica di trasferimento totale che sia lineare, o quanto più vicina a detto andamento, è pratica comune introdurre nella catena video un circuito funzionante secondo una legge esponenziale inversa, noto come circuito correttore del fattore gamma; detto circuito viene di norma inserito nella catena di ripresa televisiva solitamente all'altezza della terminazione di ingresso. Un tale dispositivo dispone normalmente di un fattore gamma con valori compresi fra 0,4 ed 1 e può essere di tipo fisso oppure regolabile soltanto entro una limitata serie di valori.
Per puntualizzare il discorso, prendiamo in esame un particolare sistema televisivo a carattere sperimentale cui si richieda di introdurre un'ampia gamma di distorsione di luminanza nell'immagine teleripresa mediante un circuito capace di fornire una serie di valori predeterminati di gamma compresi fra 0,3 e 4.
I metodi convenzionali per la correzione del fattore gamma basati sullo sfruttamento delle caratteristiche non lineari di valvole o diodi, oppure sull'impiego di una serie di diodi ciascuno successivamente polarizzato, si rivelano inadeguati ai fini di attuare una tale ampia gamma di correzione. Questo articolo descrive un circuito basato su di un metodo suggerito da Kundu e Banerji, appositamente realizzato per soddisfare alle esigenze precedentemente riferite.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

In figura 1 è rappresentato per sommi capi il principio fondamentale su cui si basa essenzialmente il funzionamento del circuito: il segnale video viene applicato successivamente ai vari stadi che presentano rispettivamente comportamento logaritmico, comportamento variabile con legge logaritmica e caratteristiche di trasferimento esponenziali. Con una semplice considerazione, se V_{in} rappresenta il segnale di ingresso e γ il guadagno dello stadio a compor-

(*) da Electronic Engineering. - Settembre 1970.

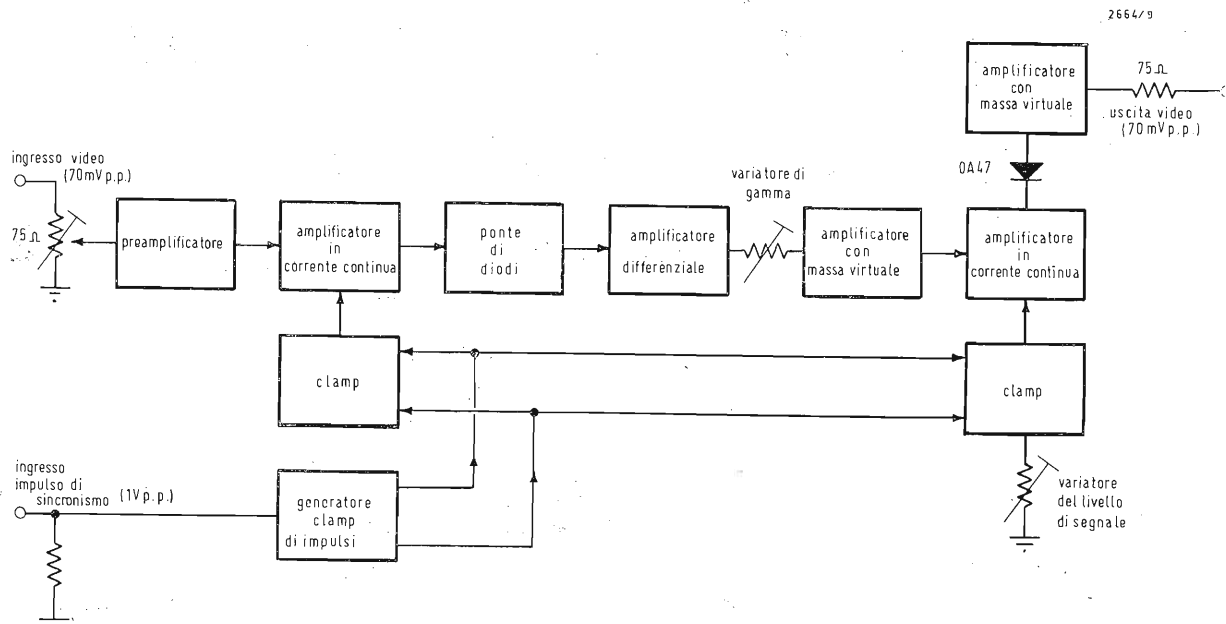



Fig. 2 - Circuito a blocchi del dispositivo per la correzione del fattore gamma.

tamento lineare il segnale in uscita si ottiene mediante la relazione

$V_{out} = \exp [\gamma \log_e V_{in}] =$
$= \exp [\log_e V_{in}^{\gamma}] = V_{in}^{\gamma}$

che costituisce il risultato richiesto. Questo è sostanzialmente il principio su cui si fonda il metodo di Kundu e Banerji, tuttavia nel caso del circuito in esame, negli stadi a comportamento logaritmico ed esponenziale sono state sfruttate le caratteristiche esponenziali corrente/tensione di diodi semiconduttori anziché quelle dei transistori. Si noti che, in linea di principio, nel caso dello stadio a comportamento logaritmico il diodo può essere pilotato in corrente e ne può essere misurata la tensione che si stabilisce ai suoi capi, mentre per lo stadio a comportamento esponenziale può essere sfruttata la procedura inversa (pilotaggio in tensione e valutazione della corrente).

Poiché l'espressione precedentemente citata per il calcolo del segnale in uscita V_{out} è notevolmente semplificata in quanto non tiene conto di vari fattori e costanti che in pratica influenzano il calcolo, è senz'altro opportuno procedere ad una analisi più approfondita e dettagliata del calcolo.

In generale, la caratteristica di trasferimento dello stadio a comportamento logaritmico sarà data da una espressione della seguente forma:

$V_{out} = a \{\log_e (b V_{in} + c) + d\}$

mentre quella relativa allo stadio con comportamento esponenziale da una espressione della seguente forma:

$V_{out} = m \{\exp (f V_{in} + g) + h\}$

ove il fattore m include anche il guadagno dell'amplificatore di uscita.
Nel caso in cui il guadagno dell'amplificatore a guadagno variabile presente fra gli stadi logaritmico ed esponenziale sia pari ad l, la caratteristica totale di trasferimento dell'intero sistema è definita dalle seguenti espressioni:

$V_{out} = m \{\exp [fla \{\log_e (b V_{in} + c) +$
$+ d\} + g] + h\}$
$= mh + m \exp [fla \{\log_e (b V_{in} + c) +$
$+ d\} + g]$
$= mh + m \exp (flad + g) \exp \{fla \log_e \cdot$
$\cdot (b V_{in} + c)\}$
$V_{out} = mh + m \exp (flad + g) (b V_{in} +$
$+ c)^{fla}$

Dato che mh è una costante relativa al livello c.c. in uscita di nessun interesse (tanto è vero che può essere eliminata mediante un accoppiamento in corrente alternata), il segnale di uscita V_{out} può essere scritto nella seguente forma:
$V_{out} = m \exp (flad + g) \cdot (b V_{in} + c)^{fla}$.
Nella quale, poiché c rappresenta il livello c.c. sovrapposto al segnale video applicato allo stadio logaritmico, è possibile rendere c eguale a zero provvedendo a regolare nel circuito le condizioni di polarizzazione dello stadio medesimo.
Avremo in tal caso il sussistere della relazione:

$V_{out} = m \exp (flad + g) b^{fla} V_{in}^{fla}$

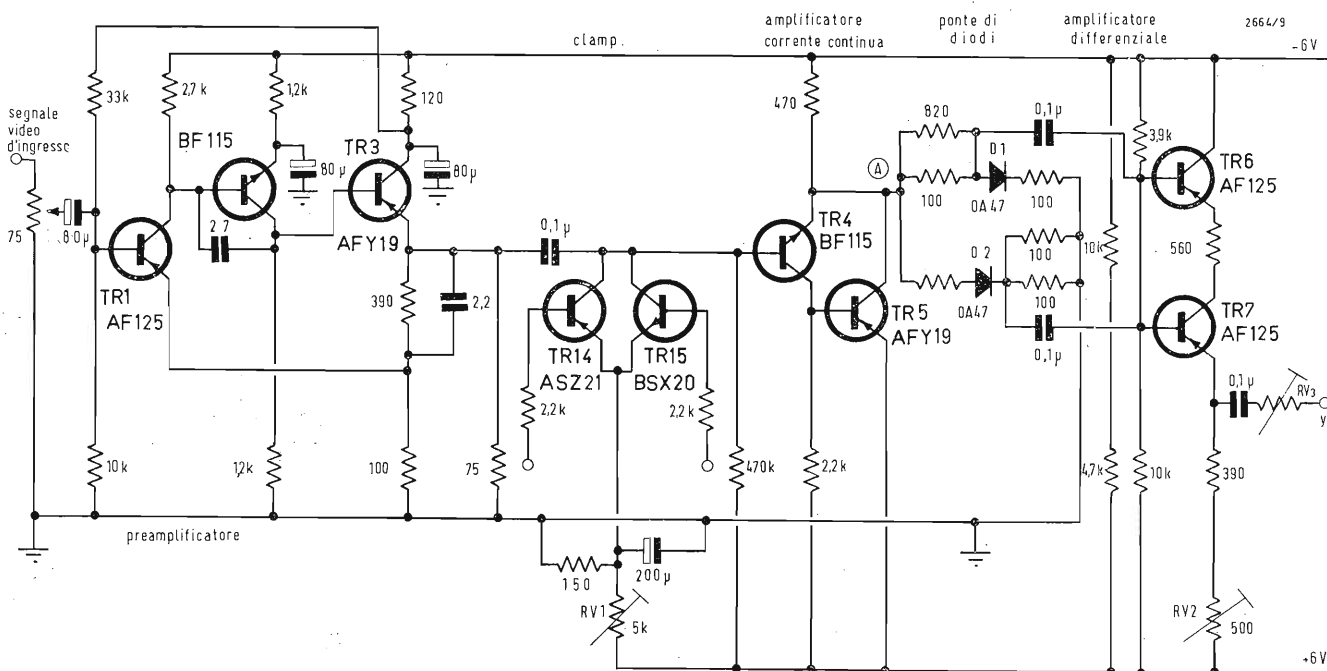



Fig. 3 - Circuito elettrico completo di valori del dispositivo per la correzione del fattore gamma.

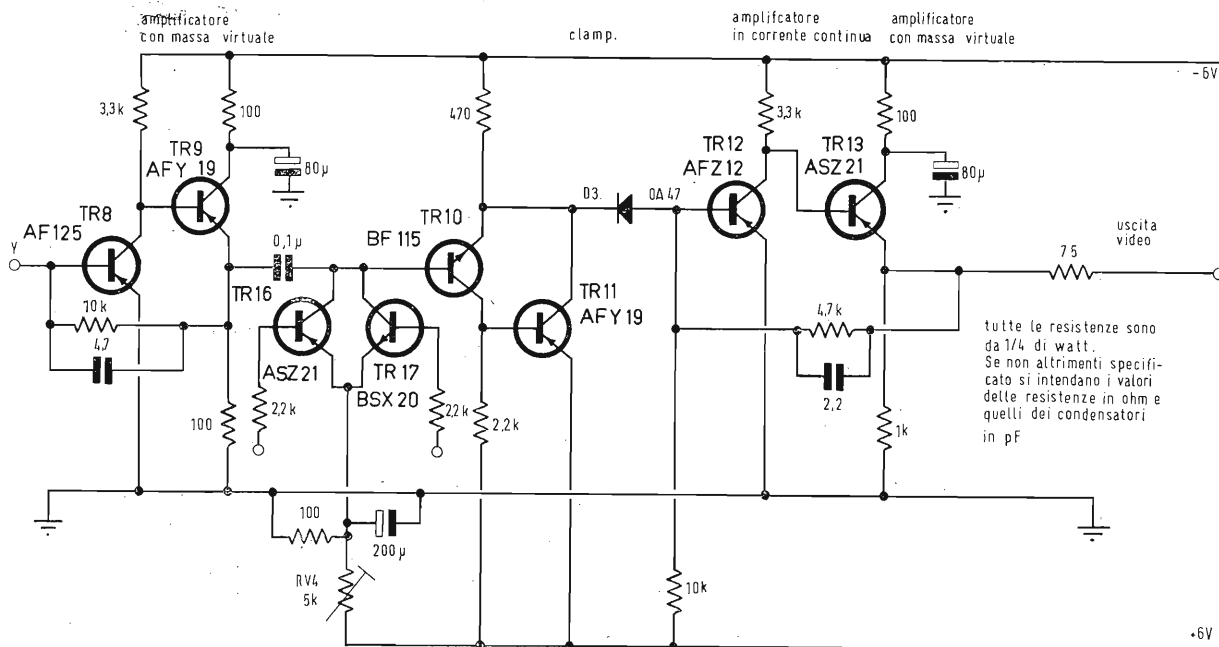
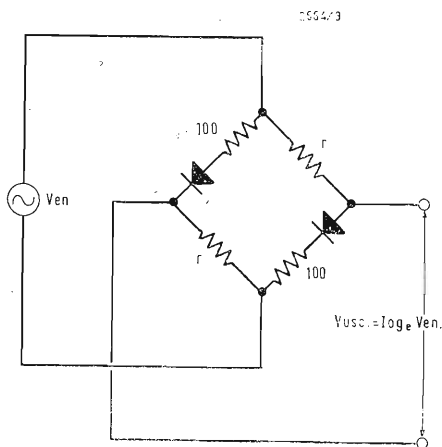



Fig. 4 - Circuito essenziale di dispositivo logaritmico con diodi a ponte.

Necessitando tuttavia far sussistere l'eguaglianza $V_{out} = v_{in}^{y}$ dovranno essere soddisfatte due condizioni essenziali:

(I) $fla = \gamma$
(II) m exp $(flad + g)$ $b^{fla} = 1$

Nel caso (I), f ed a verranno prefissate in sede di progetto del circuito; cioè per ottenere il richiesto valore di γ il guadagno dell'amplificatore lineare dovrà essere regolato onde sussiste l'eguaglianza $1 = \gamma/fa$.

Per quanto riguarda la seconda condizione (II), essa può essere riscritta nella seguente forma: m exp $(\gamma d + g)$ $b^{y} = 1$.

Ora, g rappresenta il livello d.c. sovrapposto al segnale all'ingresso dello stadio a comportamento esponenziale e può essere reso regolabile. Poiché la condizione richiesta risulta soddisfatta nel caso in cui

exp $(\gamma d + g) = 1/mb^{y}$
cioè se
$g = \log_e (1/mb^{y}) - \gamma d$

è evidente che g è funzione del richiesto fattore gamma e può essere regolato per ciascun valore di γ.

Se l'uscita dello stadio logaritmico è accoppiata in a.c. all'amplificatore lineare, potremo porre $d = 0$ nella precedente espressione onde per cui $g = \log_e (1/mb^{y})$ pur restando sempre funzione di γ.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

In figura 2 è illustrato il diagramma funzionale del circuito definitivo, mentre in figura 3 è rappresentato il circuito elettrico completo (con esclusione del generatore di impulsi e dell'alimentazione).

Esamineremo ora, in pratica, l'effettivo funzionamento del dispositivo facendo riferimento agli schemi citati. Il segnale di ingresso, di ampiezza pari a circa 70 mV picco a picco, ottenuto da una sorgente di circa 75 Ω di uscita, è applicato — tramite un potenziometro non induttivo da 75 Ω — allo stadio preamplificatore (TR1, 2, 3) che presenta ed introduce un guadagno pari a 10 volte.

Il segnale prelevato all'uscita di detto preamplificatore è successivamente avviato ad un amplificatore in corrente continua (TR4, 5) controreazionato al 100% con tensione negativa, che fornisce un guadagno unitario inferiore al livello d.c. e quindi consente di presentare all'ingresso dello stadio logaritmico un segnale di pilotaggio d.c. di notevole stabilità. Il livello d.c. relativo al segnale di ingresso a questo amplificatore viene fissato mediante il circuito clamp del livello del nero (TR14, 15) il quale consente di riportare a zero il valore della costante c.

Si noti che nel caso dell'amplificatore logaritmico, il pilotaggio di un singolo diodo a corrente costante, necessiterebbe di una resistenza in serie di notevole valore onde evitare che per piccoli valori di corrente, l'impedenza del diodo scenda a valori troppo bassi. Questo artificio, d'altra parte, richiederebbe l'applicazione di segnali di notevole ampiezza. Per aggirare praticamente questa difficoltà, si ricorre all'adozione della disposizione a « ponte » illustrata in figura 4. Le curve tratteggiate in figura 5 rappresentano la risposta del circuito a ponte calcolata per $r = 82$ Ω e 100 Ω. Evidentemente, il valore di r più appropriato si ritrova fra questi due valori e viene determinato in pratica attraverso successivi tentativi di approssimazione. La curva continua di figura 5 illustra invece la caratteristica del circuito a ponte misurata con r circa eguale a 90 Ω. Sotto tali condizioni si otterrà un ottimo responso a carattere logaritmico per segnali di ingresso con livelli compresi fra 1 V fino a circa 50 mV. Al disotto di tale livello non si potrà più ottenere un responso logaritmico, ma questo fatto non deve essere considerato una seria limitazione ai fini delle applicazioni in oggetto.

Poiché non è possibile porre a massa una terminazione di uscita del ponte, le due terminazioni di uscita di quest'ultimo sono accoppiate via a.c. agli ingressi di un amplificatore differenziale con configurazione cascode (TR6, 7). La controreazione negativa applicata a detto circuito determina una elevata impedenza di ingresso, una bassa impedenza di uscita ed una ottima stabilità in d.c. La regolazione del valore di RV_2 presente nel circuito di emettitore di TR7 consente di attuare l'equalizzazione del guadagno per due segnali di ingresso.

Lo stadio a guadagno variabile, preposto alla regolazione del valore del fattore gamma, consta di due stadi amplificatori (TR8, 9) dotati di controreazione in parallelo; questa configurazione determina una bassa impedenza di ingresso di soltanto pochi ohm per cui il guadagno globale dello stadio è determinato dalla resistenza serie RV3. Poiché la tensione di segnale che appare sulla base di TR8 trascurabile se confrontata con l'ampiezza del segnale di ingresso, una configurazione circuitale di tale tipo viene spesso denominata amplificatore con « massa virtuale ». Il guadagno richiesto (1) e quindi il valore del fattore gamma viene determinato mediante opportuna selezione del valore di RV3, mentre nell'unità finale il fattore gamma viene selezionato provvedendo alla commutazione di una serie di resistenze fisse con valori da 9,2 kΩ in su.

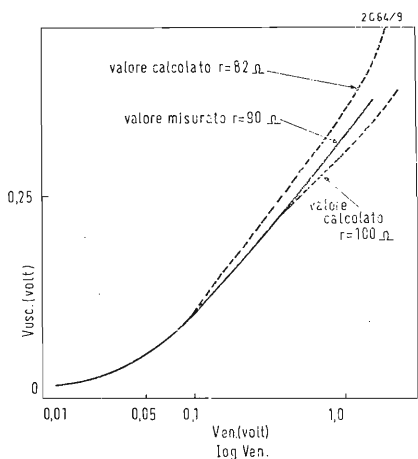



Fig. 5 - Deviazione fra caratteristiche misurate e calcolate in un circuito logaritmico a ponte di diodi.

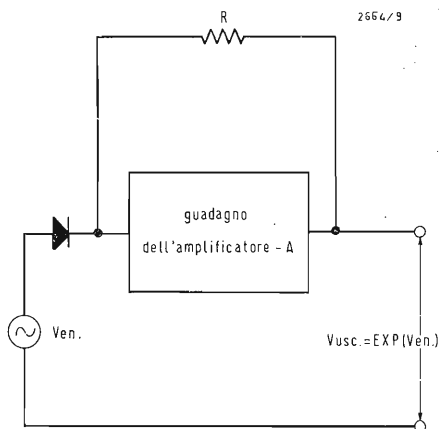



Fig. 6 - Circuito basilare di dispositivo esponenziale (antilogaritmico).

Il pilotaggio in tensione per il circuito esponenziale viene ottenuto mediante l'amplificatore in corrente continua (TR10, 11) e — come precedentemente esposto il guadagno globale dell'unità viene regolato mediante il potenziale clamping del secondo circuito clamp (TR16, 17) controllabile tramite il potenziometro RV4. In questo modo si stabilisce il valore di g necessario per soddisfare alla seconda condizione precedentemente riferita. In dettaglio, per ciascun valore di gamma selezionato con opportuna scelta di RV3, si trova un opportuno valore di RV4 mediante tentativi di approssimazione capace di fornire il guadagno globale richiesto al circuito. (Valori pratici sono compresi fra 2,47 kΩ fino ad 1 kΩ).

Per ottenere la caratteristica esponenziale (antilogaritmica), il segnale di tensione ottenuto dalla sorgente a bassa impedenza viene applicato tramite il diodo D3 in un secondo amplificatore dotato di controreazione parallelo (terra virtuale) e di ingresso a bassa impedenza, come appunto illustrato nel circuito basilare visibile in figura 6. Poiché l'impedenza di ingresso dell'amplificatore è di soltanto pochi ohm, il guadagno di questo stadio è determinato dalla caratteristica esponenziale di corrente del diodo.

L'impedenza di uscita dell'amplificatore è di circa 4 Ω ed è adatta per pilotare un carico di 150 Ω.

Il circuito del generatore di impulsi-clamp è illustrato in figura 7. Consiste essenzialmente in un circuito monostabile pilotato dalla porzione ascendente dell'impulso di sincronismo e produce impulsi di uscita positivi e negativi di durata pari a 9,5 μs che vengono applicati al circuito clamp mediante un accoppiamento per inseguitore di emettitore. La cadenza e la durata dell'impulso clamp sono state scelte in funzione di adattarsi al segnale proveniente dall'amplificatore della telecamera nel caso in cui non vengano ivi aggiunti gli impulsi di sincronismo. Quando invece il segnale video sia completo di impulsi di sincronismo sono necessarie alcune modifiche circuitali per ottenere il normale e richiesto effetto campling.

PROCEDURA DI REGOLAZIONE DEL DISPOSITIVO

Per ottenere dal circuito la richiesta caratteristica di trasferimento è necessario regolare le ampiezze del segnale ed i livelli in corrente continua in vari punti del circuito. A questo scopo si impiega un segnale a dente di sega come campione per effettuare le regolazioni; le curve rappresentate in figura 8 mostrano le forme d'onda ideali ottenibili in uscita per differenti valori del fattore gamma. L'esatta procedura di regolazione è quella qui di seguito esposta:

1) regolare il potenziometro di ingresso onde ottenere all'uscita del preamplificatore un segnale di 0,7 volt picco a picco;

2) inserire un condensatore da 2 μF fra la base di TR6 e di TR7 e regolare RV2 per il minimo segnale in uscita. Ottenuto con questa procedura il bilanciamento dell'amplificatore differenziale, provvedere alla rimozione del condensatore;

3) sospendere di applicare all'ingresso il segnale a dente di sega; regolare il livello d.c. al punto *A* (ingresso del ponte logaritmico) al potenziale di massa mediante la resistenza clamp va-

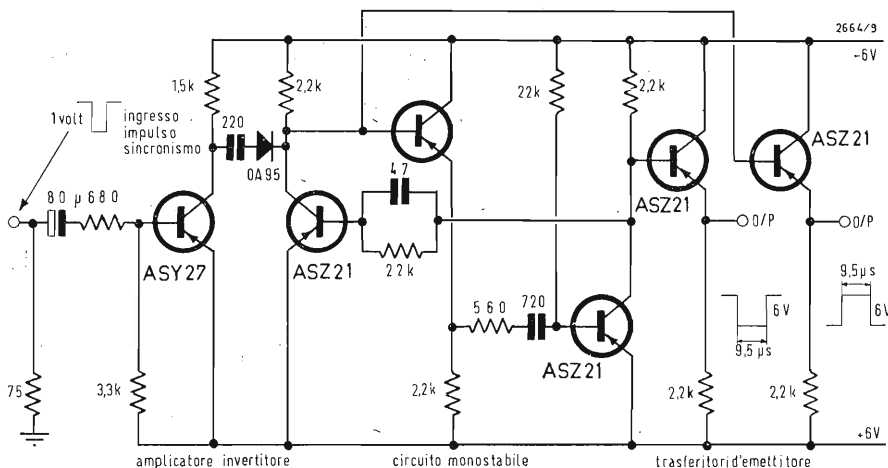



Fig. 7 - Schema elettrico completo di generatore clamp di impulsi.

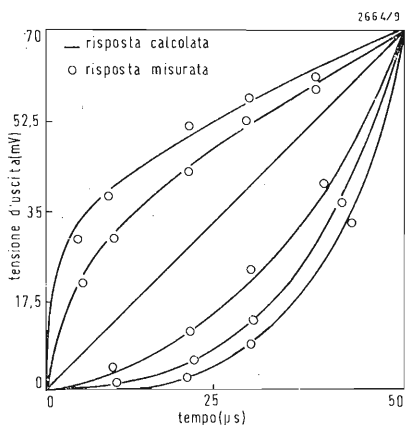



Fig. 8 - Forme d'onda in uscita relative a differenti valori di gamma con segnale a dente di sega applicato all'ingresso del dispositivo (procedura di taratura).

riabile RV1.

4) Riprendere l'applicazione del segnale. Per ciascuna posizione del selettore del fattore gamma selezionare il valore adatto di resistenza per RV3 e RV4 onde ottenere un segnale di uscita dotato delle caratteristiche richieste (fattore gamma, e ampiezza picco a picco).

CONCLUSIONI

Il circuito di correzione del fattore gamma che abbiamo descritto ha fornito in sede sperimentale una serie di valori del fattore gamma compresi fra 0,3 e 4 con trascurabile deviazione dal responso ideale (confrontare i punti in figura 8); inoltre la facilità di selezione di gamma mediante commutazione di resistenze realizza un metodo conveniente rapido e facilmente riproducibile per modificare la distorsione di luminanza introdotta nel sistema televisivo. L'ampiezza dei valori gamma potrebbe essere ulteriormente estesa oltre i valori richiesti senza introdurre serie deviazioni dall'andamento ideale. La larghezza di banda a —3 dB del circuito complessivo è pari a 6 MHz, valore perfettamente adeguato per i segnali video dello standard a 625 linee in funzione del quale il circuito è stato progettato.

RICONOSCIMENTI

Siamo lieti di riconoscere il lavoro di P.A. Smither, da un circuito originale del quale è stato basato questo lavoro. Ringraziamo inoltre il direttore dei Laboratori di Ricerca della Mullard ed i Dirigenti della Mullard Ltd per aver consentito alla pubblicazione del presente articolo.

REFERENZE

Fink, D.G.: Television Engineering Handbook - Mc Graw-Hill, 1957 pp. da 5.50 a 5.52.

Kundu, P. e Banerji, S.: Transistorized Non-linear Function Generator - Industrial Electronics N° 1 p. 35, gennaio 1964.

Schaeffer, N.M. e Wood, G.N.: The application of some Semiconductors as Logaritmic Elements - Proc. IRE 42, N° 7 p. 1113, Luglio 1954.

Watson, J.: Semiconductor Circuit Design - Hilger and Watts 1966, capitolo 5 in particolare pagine 78-84.

Più luminosi e nitidi i colori delle immagini TV con i nuovi fosfori

Eindhoven. - I nuovi fosfori, recentemente adottati nella produzione di tubi per immagini TV a colori Philips, rendono possibile la visione della televisione a colori a livello di illuminazione ambientale più alti di quelli attuali. Oltre ad un « bianco più bianco », i nuovi fosfori danno colori più intensi ed una riproduzione dei toni della pelle, più aderente alla realtà. L'effetto complessivo è di un'immagine a colori più naturale, più vera.

La Philips ha virtualmente eliminato il fastidio del blooming dei rossi e dell'orlatura del colore agli alti livelli di luminosità dell'immagine. Il nuovo fosforo rosso, a terra rara, ora adottato — l'ossisulfuro di ittrio attivato con Europium — ha un rendimento del 35% o anche più elevato, di quello precedentemente usato. Contemporaneamente è stato migliorato del 30% il rendimento del fosforo verde e blu. Ne è derivato che la luminosità del bianco ha guadagnato più del 30%.

I nuovi fosfori danno un rapporto di corrente di catodo vicina all'unità per il punto del bianco con coordinate x = 0,281, y = 0,311, ed i rapporti medi sono: rosso/verde 0,90 - rosso/blu 1,00.

Le coordinate del « triangolo del colore » dei nuovi fosfori sono le seguenti: rosso, x = 0,630 - y = 0,340; verde, x = 0,315 - y = 0,600; blu, x = 0,150 - y = 0,060.

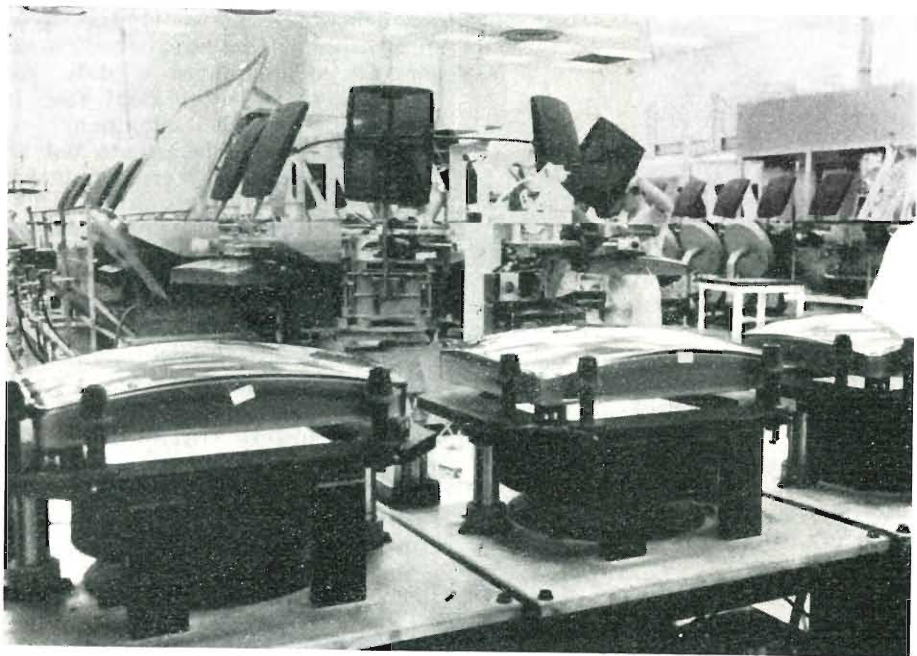
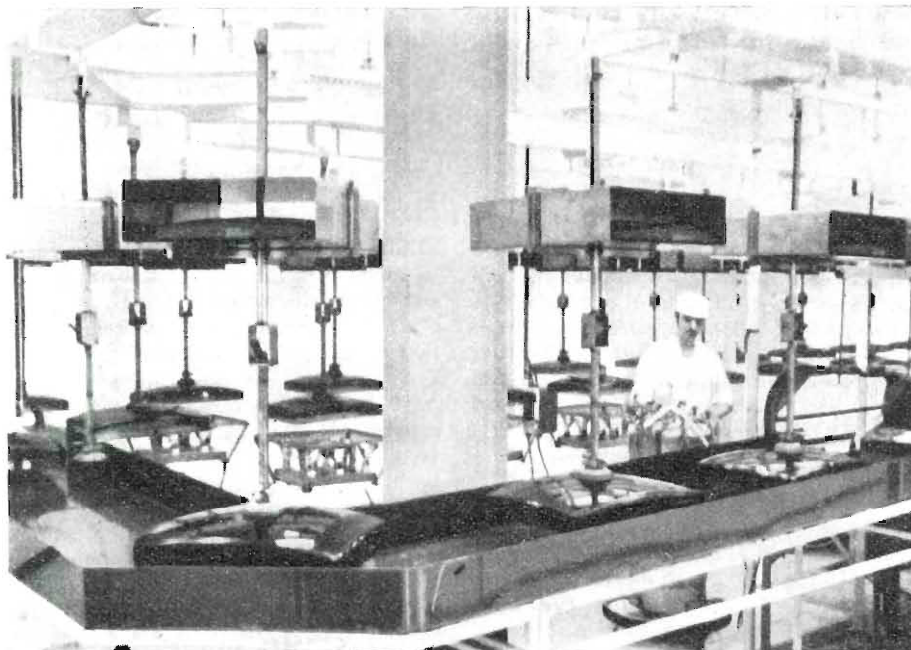
Il punto di colore del verde è stato spostato sull'asse delle x, consentendo la riproduzione di una maggiore area di colori saturati fra il rosso e verde comprendenti i toni della pelle. Lo spostamento ha anche aumentato la luminosità del bianco, di cui il rendimento del fosforo verde costituisce il fattore principale e determinante.

I tubi con i nuovi fosfori saranno anche forniti per le sostituzioni.

Una sala schermi altamente automatizzata in funzione presso la Sylvania Benelux

Alla Sylvania di Tienen, Benelux, è stata messa in funzione una tra le più moderne ed operative sale schermi per la TV a colori sorte in Europa. La sala, composta in effetti da due reparti (uno, il più importante, è quello dove i fosfori vengono applicati ai pannelli di vetro, e l'altro è quello dove si svolgono le operazioni di alluminazione e di laccatura) è costata circa due milioni di dollari per la sua costruzione ed equipaggiamento ed è stata progettata esclusivamente per la produzione di cinescopi per la TV a colori.
Attualmente la sala viene usata principalmente per il trattamento del tubo da 67 cm a 90°, il più grosso per la TV a colori prodotto attualmente su base commerciale, e verrà impiegato anche per la versione a 110° quando se ne inizierà la produzione.

Tre catene di lavorazione automatica

La sezione principale della sala comprende tre diverse catene di applicazione ciascuna con più stazioni dove i fosfori verde, rosso e blu vengono rispettivamente applicati all'interno dei pannelli.
I tubi vengono rispettivamente applicati all'interno dei pannelli.
I tubi vengono trasportati nella sala di schermatura dopo essere stati lavati con acido fluoridrico e risciacquati in acqua ultrapura. Una volta giunti nella sala i tubi vengono trasferiti dal convogliatore alla catena di applicazione del fosforo verde e tutte le operazioni successive avvengono in maniera completamente automatica.
La prima di queste, compiuta con lo schermo in rotazione costante, comprende l'applicazione di una soluzione di alcool polivinilico alla superficie interna dello schermo. Questa soluzione dà luogo ad uno strato umido su cui nella operazione successiva viene applicato il fosforo in polvere. Questo procedimento, brevettato dalla Sylvania, dà un'immagine più nitida di quella ottenuta con il sistema comunemente usato con il quale si applica il fosforo sotto forma di fanghiglia perché:
1) consente l'impiego di particelle di fosforo di dimensioni maggiori,
2) le particelle stesse non si arrotondano come avviene con il procedimento a fanghiglia,
3) il consumo di fosforo risulta inferiore.
Dopo l'applicazione del fosforo gli schermi vengono asciugati con aria filtrata a temperatura ambiente e la maschera in movimento sulla catena adiacente al Tubo viene inserita. Il tubo quindi viene tolto dalla catena e trasferito ad una stazione dove il fosforo viene esposto a radiazioni ultraviolette, con un angolo d'incidenza

Una sezione della sala schermi dove i pannelli vengono lavati automaticamente quando si trovano ancora sul convogliatore. Questa operazione precede il caricamento sulle catene per l'applicazione automatica dei fosfori.

Un'altra vista della sala schermi con in primo piano gli schermi sui banchi di esposizione dove un dato fosforo viene esposto alle radiazioni ultraviolette, sullo sfondo, una vista parziale della catena per l'applicazione automatica dei fosfori.

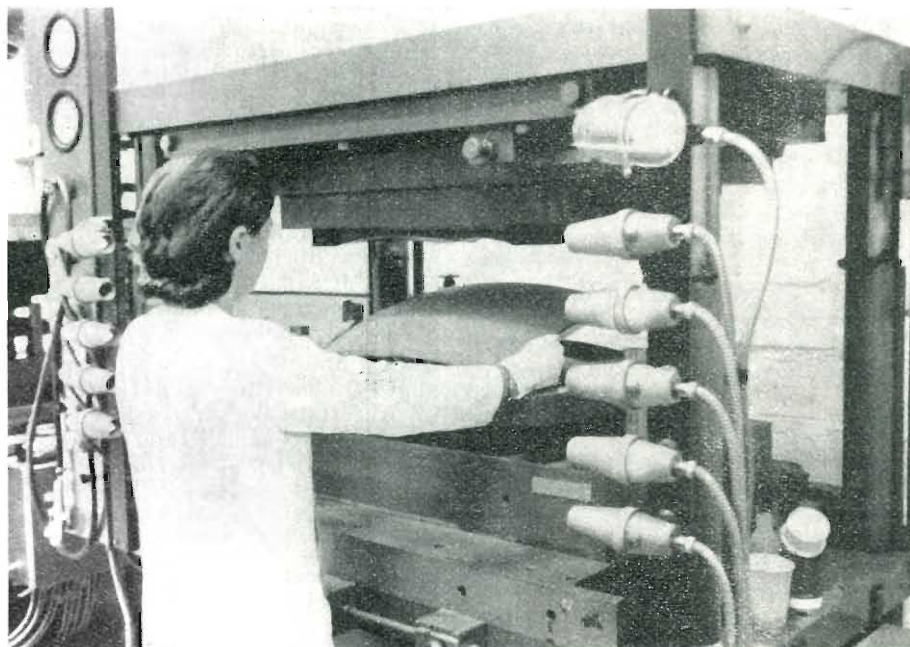
variabile in funzione del colore, così da formare sullo schermo il sistema di punti verdi rossi e azzurri.
Il fosforo esposto aderisce allo schermo mentre quello non esposto viene lavato via quando lo schermo, di nuovo senza maschera viene posto nuovamente sulla catena e passato attraverso diverse stazioni di sviluppo. In queste stazioni si impiega acqua deionizzata per sviluppare il fosforo esposto. Una caratteristica importante dell'impianto è data dal fatto che tutte le tubazioni sono in acciaio inossidabile, eliminando la possibilità di avvelenamento del fosforo da parte del rame contenuto nell'acqua.
Dopo lo sviluppo il fosforo viene essiccato con aria filtrata. Il ciclo di operazioni sopra descritte viene ripetuto sulle due catene successive per i fosfori rosso e azzurro fino alla realizzazione del sistema tripunto sullo schermo. Ad ogni stadio, la maschera viene montata prima dell'esposizione del fosforo e tolta prima del suo sviluppo.

Protezione dei punti con lacche a base organica

Una volta terminata l'applicazione dei fosfori, lo schermo viene trasportato dal convogliatore alla sezione di laccatura dove il processo viene compiuto automaticamente. In primo luogo si applica una soluzione bagnante e quindi una lacca a base organica, studiata per proteggere i punti di fosforo dall'alluminio.
Questo prodotto offre, rispetto alle lacche a base acquosa impiegate in precedenza, il vantaggio di stendersi sopra i punti invece di infiltrarsi tra di essi come succede con le lacche a base acquosa. Ciò significa che, una volta aggiunto il film di alluminio, la riflessione è migliore.
Dopo l'applicazione e l'essiccazione della lacca, lo schermo viene trasportato alla sezione di alluminatura. Qui viene fatto evaporare sul rivestimento di lacca formando una superficie riflettente della luce prodotta dai fosfori, il film d'alluminio agisce inoltre come anodo del tubo e, allo scopo, durante la successiva lavorazione del tubo, viene effettuata una connessione elettrica.

Montaggio di precisione della maschera

Un'altra importante attrezzatura di cui è dotato l'impianto di Tienen è quella che controlla le dimensioni di ciascuno schermo e regola quindi la altezza della maschera sulla cornice in modo che essa si adatti con precisione nello schermo stesso.
Questa attrezzatura installata esternamente alla sala schermi salda la maschera alla cornice e, da questa fase della lavorazione in avanti, una

data maschera rimane in permanenza con il pannello fino a quando non viene installata definitivamente su di esso al termine dell'operazione di alluminatura.
Questa soluzione garantisce una precisione tra maschera e schermo superiore a 0,012 mm.
Tutte queste operazioni vengono compiute con il minimo intervento diretto del personale della sala schermi.
L'intera area è a temperatura e ad umidità controllate ed alcuni reparti, come quello dove vengono applicati i fosfori, sono assolutamente esenti da polvere.
Attualmente la sala lavora su due turni soddisfacendo alle esigenze produttive attuali.

Entra in funzione la pressa mascheratrice che adatta la maschera piatta alla forma dello schermo al quale viene montata per mezzo di una speciale saldatrice di precisione.

Una lampada... vitale che (in parte) sostituisce il sole

Studi recentissimi hanno provato che la stessa attività umana, come pure la vita degli animali, la crescita delle piante e dei fiori sono ampiamente condizionate dalla luce e ciò non solo per la luce naturale ma anche per la luce artificiale. A questo proposito, in stretta relazione con la funzione vitale e indispensabile della luce del sole, la OSRAM ha studiato una sorgente di luce speciale: la *Fluora* che ha la particolarità di creare quell'ambiente adatto a favorire un rapido sviluppo delle piante in qualsiasi stagione, anche in pieno inverno.
La Fluora-Osram ha una particolare composizione spettrale, che meglio della luce naturale rappresenta la fonte di « vita » ideale per acquari e serre e consente di conservare piante e fiori in luoghi che si differenziano totalmente da quelli di origine anche indipendentemente dal naturale ritmo del giorno e dell'anno.
Questa straordinaria lampada OSRAM (dalla gradevole luce rosata e dal minimo consumo) si presenta quindi come una sorgente di luce di effettiva utilità anche per le abitazioni e ovunque si desideri conservare i fiori e le piante in una eterna primavera.
La lampada Fluora-Osram è disponibile nelle seguenti potenze: 15, 20, 30, 40, 65 W.

Un trasmettitore di dati in un'unica piastrina al silicio

Eindhoven. - Un trasmettitore di dati per la trasmissione di informazioni numeriche per mezzo delle linee telefoniche, che contiene circa quattrocento componenti, è stato costruito in un'unica piastrina al silicio la cui grandezza è solo di alcuni millimetri quadri. È questa una realizzazione dei Laboratori di Ricerca della Philips di Eindhoven che può essere considerata un record nel settore dei circuiti integrati e che apre la via a notevoli semplificazioni nei sistemi telefonici, soprattutto per i cosiddetti «trasmettitori a banda laterale in riserva».

La costruzione di trasmettitori di dati completi sotto forma di circuiti integrati al silicio, ha presentato sinora difficoltà perché i filtri, comprendenti un gran numero di impedenze e condensatori con valori notevolmente alti di capacità, non si prestavano alla produzione secondo la tecnologia dei circuiti integrati.

Questa difficoltà è stata superata nel nuovo trasmettitore di dati, che è stato progettato per la trasmissione di informazioni numeriche per mezzo delle linee telefoniche, con nuovi metodi di filtri «numerici», che evitano l'impiego delle induttanze e dei condensatori.

In questo metodo di realizzare il filtro numerico, i filtri tradizionali realizzati da induttanze e condensatori, sono sostituiti da circuiti logici («flip-flop» e resistori) che, come si sa dalla tecnologia dei calcolatori, possono essere costruiti in forma integrata senza difficoltà. E poiché nel progetto in discussione i metodi numerici sono usati anche per il modulatore richiesto dal trasmettitore di dati, anche il modulatore può essere formato da elementi a circuito integrato come quelli usati per i calcolatori.

La caratteristica distintiva del nuovo trasmettitore di dati è che su un'unica piastrina al silicio delle dimensioni di 2,7 mm^2 x 2,1 mm^2 è sistemato l'intero circuito (modulatore numerico incluso) che comprende 203 transistori e 172 resistori, assieme naturalmente ai rispettivi conduttori isolati di connessione. Il consumo complessivo di energia è di soli 120 mW.

L'inclusione dell'intero circuito in un'unica piastrina permette di dare agli elementi del circuito un alto indice di precisione relativa, vale a dire mantenere ad esempio l'indice dei valori delle resistenze entro tolleranze piccolissime. Per quanto riguarda gli elementi del nuovo filtro, quest'indice governa la precisione dell'azione filtrante, e il fatto che si possa mantenere entro l'1% la tolleranza dei valori delle resistenze costituisce una caratteristica particolarmente importante di questo circuito integrato.

Nell'installazione sperimentale, il progetto ha funzionato bene sino a frequenze di parecchi megahertz ed ha risposto alle aspettative.

L'integrazione del trasmettitore è condotta in modo tale che lascia un margine di adattabilità nelle applicazioni pratiche. Per esempio si può variare la velocità di trasmissione per mezzo di un oscillatore esterno. Come risultato il trasmettitore di dati integrato può essere usato sia per le comunicazioni telefoniche a banda stretta, sia per quelle a banda larga.

In sintesi si può dire che il nuovo trasmettitore di dati integrato, usando modulazione e filtrazione numerica, può portare ad una semplificazione notevole di certi sistemi telefonici pur garantendo i risultati di esercizio desiderati.

Molle magnetiche

Aachen. - I «Laboratori centrali» Philips di Aachen hanno realizzato molle magnetiche, che presentano una gran varietà di caratteristiche difficili da raggiungere con i materiali di tipo tradizionale. Di particolare rilievo è la capacità di ottenere con queste molle una forza indipendente dalla flessione, come è necessario ad esempio per la pressione delle spazzole a carbone contro un collettore.

Altre molle hanno caratteristiche multistabili, che permettono di effettuare alcune funzioni di commutazione dipendenti dalla flessione. Si possono inoltre ottenere caratteristiche speciali necessarie per particolari applicazioni, ad esempio in apparecchiature di misura di comando, ecc.

Le molle magnetiche constano di un magnete permanente, che si muove entro una guaina in ferro di dimensioni adatte. Per evitare la demagnetizzazione si usa un materiale magnetico di grande forza coercitiva, per esempio il «ferroxdure».

È noto che più diminuisce la distanza fra il magnete e il ferro, con più forza il magnete permanente è attratto da un pezzo di ferro dolce. Ciò vuol dire che la caretteristica forza-spostamento è negativa: più il magnete si allontana dal ferro più decresce la forza d'attrazione. Questo principio è stato già applicato da tempo per le chiusure delle porte e dei frigoriferi. È anche possibile ottenere molle magnetiche che abbiano una caratteristica positiva (cioè crescente), parago-

Laurea

Stefano Daroda, figlio del Presidente dell'Autovox, si è brillantemente laureato all'Università di Heilbronn, in Germania, in ingegneria meccanica. Al neo laureato l'Antenna formula le più vive congratulazioni.

nabile a quella di una normale molla a tensione. Queste molle consistono in una guaina di ferro dolce entro cui si muove, in direzione assiale, un cilindro di materiale magnetico permanente. Quando la guaina e il magnete hanno la stessa lunghezza il magnete in posizione di stasi è posto completamente all'interno della conchiglia. Se il magnete è spostato in senso assiale in modo che sporga un po' dalla guaina, per questo spostamento è necessaria una certa forza. Se lo spostamento aumenta, e aumenta anche il volume del materiale magnetico al di fuori della guaina, cresce anche la forza. Ciò significa che la caratteristica forza-spostamento ha un andamento positivo, come quello di una comune molla d'acciaio. È vero che nel caso del « ferroxdure » l'energia per unità di volume è molto inferiore al valore che si può ottener con molle d'acciaio, ma le molle magnetiche hanno il vantaggio di poterne modificare le caratteristiche con mezzi estremamente semplici.

Tutto quello che occorre a questo scopo è cambiare una parte della forma della guaina di ferro, dandogliene per esempio, una conica invece che cilindrica. La caratteristica forza-spostamento è allora determinata principalmente dall'angolo di apertura. In caso di angoli di apertura molto grandi, la caratteristica presenta un andamento negativo, in caso di piccoli angoli, l'andamento resta positivo, ma il valore è più piccolo.

A un determinato angolo di apertura la forza diventa virtualmente costante su un'ampia gamma di spostamenti, diventa cioè indipendente dalla sporgenza. Molle magnetiche di questo tipo possono essere usate laddove è necessaria una forza costante per sporgenze variabili. È questo il caso delle spazzole di carbonio, in quanto richiedono sui collettori una pressione di contatto il più possibile indipendente dall'usura. Queste molle possono anche essere utilizzate per proteggere strumenti sensibili contro gli urti.

Se si realizza la guaina di ferro con un alesaggio a diametro fluttuante, fra massimi e minimi diametri determinati si può ottenere una caratteristica forza/spostamento multistabile. A forza crescente, si può dapprima far crescere gradualmente la sporgenza, finché raggiunto un determinato valore limite della forza, la sporgenza registra un improvviso sbalzo. Questo fenomeno può esser sfruttato per realizzare, per esempio, una valvola meccanica o per azionare un commutatore elettrico.

Con un altro tipo di guaina si ottiene una molla con due posizioni stabili che il magnete occupa automaticamente quando viene superato un valore critico della forza.

Con adatte forme di guaine e, possibilmente di magnete, si possono fare molle con ogni tipo, o quasi, di caratteristica voluta. Sulla base di questa possibilità, si prevede che queste molle magnetiche saranno utilizzate ampiamente nelle tecniche di misurazione e controllo, per esmpio per ottenere caratteristiche di comando lineare o viceversa per realizzare determinate forme di caratteristiche non lineari.

Nuova serie di microcircuiti LSI-MOS a basso costo annunciati dalla General Instrument Europe

Il contenitore in plastica adottato dalla General Instrument Europe per una nuova serie di circuiti integrati MOS. Questo contenitore ha consentito una riduzione dei prezzi dell'ordine del 60% rispetto ai circuiti analoghi già esistenti.

L'impiego di contenitori plastici nei dispositivi LSI-MOS ha permesso alla General Instrument Europe di annunciare una nuova serie di microcircuiti a basso costo, il cui prezzo ha subito una riduzione dell'ordine del 60% rispetto ai dispositivi analoghi preesistenti.

Questa nuova serie di dispositivi comprende 7 Shift Registers dei quali 5 Statici denominati: SL-7-2100 (Doppio 100), SL-7-2064 (Doppio 64), SL-7-2050 (Doppio 50), SL-7-4032 (quadruplo 32) e SL-7-4025 (quadruplo 25).

I rimanenti 2 sono invece Dinamici: DL-7-1512 e DL-7-2256.

Tutti questi microcircuiti sono fabbricati con la già affermata tecnologia MTNS (Metal-Thick-Oxide-Nitride-Silicon) che permette di avere la diretta compatibilità coi dispositivi TTL/DTL sia agli input che agli output.

Per quanto concerne gli shift registers statici, quali l'SL-7-2064, l'SL-7-2050, l'SL-7-4032 e l'SL-7-4025, la compatibilità diretta si estende anche alla linea del clock ottenendo così una compatibilità assoluta.

Il campo di temperatura di funzionamento di questi dispositivi, racchiusi in contenitori plastici 14 DIL, 0 °-70 °C.

I dispositivi standard MTNS prodotti in Europa dalla G.I. sono attualmente 27 e l'intera gamma è stata presentata al Salone dei Componenti di Monaco, svoltosi dal 5 all'11 novembre.

Un m.o.s. tetrodo rivoluziona il disegno dello stadio di ingresso nei ricevitori V.H.F.

Londra. - Un nuovo m.o.s. « tetrodo » tipo BFS28 recentemente realizzato presenta, dal punto di vista dei risultati ottenuti, alcune delle più importanti caratteristiche, del comune transistore combinate con quelle del tubo a vuoto. Si tratta di un « tetrodo » dello stato solido, presentato dalla Mullard, consociata inglese del Gruppo Philips. Le sue caratteristiche, pari a quelle di un tubo a vuoto, sono l'alta impedenza di entrata, la bassa distorsione e la capacità di trattare un'ampia gamma di segnali dinamici.
Il BFS28, per esempio, tratta segnali estremamente deboli senza che quesi siano assorbiti dal ben noto carico di corrente nel diodo come nel solito transistore all'estremità superiore della scala potenze del segnale d'entrata, il tetrodo m.o.s. può anche trattare segnali di notevole ampiezza senza entrare in saturazione. Le eredità che gli provengono dalla famiglia dei semiconduttori cui appartiene sono l'alto guadagno (18 dB a 200 MHz) e la bassa rumorosità (2,7 dB a 200 MHz) che, unite alle altre caratteristiche summensionate lo rendono particolarmente adatto all'impiego nell'ingresso dei ricevitori v.h.f.
Altre doti del tetrodo m.o.s. sono le caratteristiche lineari che migliorano notevolmente il comportamento rispetto alla modulazione trasversale riducendo al minimo le risposte spurie. La bassa capacità rispetto alla reazione interna (0,025 pF a 10 MHz) assicura la stabilità del punto operativo e riduce la tendenza all'oscillazione. La costruzione a duplice porta del tetrodo m.o.s. assicura poi un'utile capacità di miscelazione lineare.

Nuove sale sterili per laboratori di ricerca

Londra. - Una serie di sale sterili è entrata recentemente in funzione presso i Laboratori di Ricerca della Mullard, una consociata inglese del Gruppo Philips, vicino a Redhill, nel Surrey. L'impianto è ritenuto il migliore fra quanti esistenti nell'industria elettronica inglese.
In questa serie di sale vengono preparati gli schermi e le parti di silicio per la produzione di circuiti integrati sperimentali, a grande scala (su un centimetro quadro).
Per questi processi è vitale che l'indice di presenza di polvere sia estremamente basso.
Prima di avviare il lavoro del nuovo impianto sono stati effettuati rigorosissimi controlli, con il conteggio delle particelle effettuato parecchie volte al giorno per una settimana. Mai il numero di particelle con dimensioni maggiori di 0,3 μm è risultato superiore a circa 30 impurità per metro cubo e questo dato così basso non era influenzato dallo spazio occupato dal rivelatore di particelle.
Il complesso consta di due sale ultrasterili racchiuse entro una sala sterile più grande già esistente. Ognuna delle due sale ultrasterili è larga m. 2,5, lunga m. 3,10 e alta m. 2,5.
Una delle pareti di m. 3,10 di ognuna delle sale interne è interamente composta di filtri per catturare le particelle maggiori di 0,3 μm. Dietro i filtri sono montati otto ventilatori da 0,75 kW. La parete opposta è fatta di centinaia di portelli d'uscita a stecche.
L'aria fatta circolare dai ventilatori passa attraverso i filtri ed è espulsa attraverso i portelli d'uscita. L'aria fluisce orizzontalmente con una velocità di 27 metri al minuto, il che significa dieci ricambi completi dell'atmosfera ambiente ogni sessanta secondi.
La camera sterile, comprensiva delle altre due, misura metri 7,5 per 15,5 e contiene aria già filtrata sino ad escludere particelle maggiori di 5 μm. Ciò significa che l'aria trattata dal sistema di filtrazione per le sale ultrasterili è già ad un alto stato di purezza secondo gli standard normali.
Nelle sale ultrasterili l'umidità è misurata costantemente e automaticamente regolata ad un valore predeterminato. Per assicurare il comfort delle persone che lavorano nelle sale ultrasterili, l'aria è riscaldata a un livello di tre gradi superiore a quello mantenuto nella stanza interna per compensare la perdita di calore corporeo provocata dallo spostamento d'aria.
Le sale ultrasterili sono costate 10.000 sterline. Si prevede che i filtri a meno che non subiscano danneggiamenti esterni possano durare alcune centinaia d'anni.
L'esame di complessi modelli di depositi d'alluminio ottenuti sulle maschere preparate nei nuovi complessi sterili ha rivelato un livello qualitativo altissimo, molto maggiore di quello ottenuto sinora. Vi si è constatata una marcata assenza di piccolissimi fori ed i margini rettilinei sono meglio definiti.
Tutto lascia prevedere che con il nuovo complesso sterile il lavoro sperimentale della Mullard porterà a circuiti integrati più complessi degli attuali.

A. Nicolich

La radiostereofonia in MF

Parte II

Nella 1ª parte si è esaminato il segnale stereofonico composito, ora si dedicherà questa 2ª parte alle modalità di trasmissione di detto segnale. In fig. 10 è dato lo schema a blocchi di una stazione emittente stereo. Diciamo subito che a parte i blocchi matrice duplice, modulatore bilanciato, amplificatore-duplicatore a 38 kHz, oscillatore a 19 kHz e relativo amplificatore, tutti gli altri blocchi sono comuni anche ad un trasmettitore monofonico; se ne deduce immediatamente che è relativamente facile ed economico trasformare un'emittente monofonica in emittente stereofonica.

I segnali audio sinistro e destro, forniti o dai microfoni, o da un disco stereo, o da un nastro registrato stereo, vengono applicati ad una doppia matrice che somma e sottrae i due segnali, generando le componenti S + D e S — D. Le matrici possono essere di tipo passivo e costituite da trasformatori di adattamento sommatori e sottrattori, o di tipo attivo e costituite da due miscelatori-amplificatori, che danno luogo, alle loro uscite, ai segnali S + D e S — D. Il segnale somma, dopo amplificazione serve a modulare direttamente in frequenza la portante RF fino al massimo uguale al 90% del $\Delta f = \pm 75$ kHz. Fin qui il trasmettitore emetterebbe un segnale monofonico convenzionale.

La grossa novità che lo stereo comporta in trasmissione è l'oscillatore a 19 kHz controllato a cristallo. Dopo amplificazione, il segnale a 19 kHz va a modulare in frequenza la portante RF per il rimanente 10%, allo scopo di trasmettere la « portante pilota » già discussa. D'altra parte, il segnale a 19 kHz viene amplificato e duplicato in frequenza per generare la necessaria subportante a 38 kHz. Un « modulatore bilanciato » riceve ai suoi ingressi la subportante a 38 kHz ed il segnale audio S — D. All'uscita del modulatore bilanciato si ricavano le bande laterali superiore e inferiore di S — D, mentre la sottoportante a 38 kHz è presente solo con un residuo di minima ampiezza, essendo stata soppressa (v. fig. 4). L'informazione contenuta nelle dette bande laterali va a modulare al 90% in frequenza la portante RF. La relazione di fase fra questi tre componenti di modulazione deve essere mantenuta con grande precisione, per mezzo di alcuni circuiti ritardatori di fase, non introdotti, per semplicità, nello schema a blocchi di fig. 10.

Proviamoci ora a sommare tutte le percentuali di modulazione in frequenza: 90 + 10 + 90 = 190%! Si dovrebbe concludere che la deviazione massima raggiunga ± 75.1,9 = 142,5 kHz. Non è il caso di inorridire, le cose vanno diversamente, grazie al principio dell'*interleaving*, che possiamo tradurre « *principio di coesistenza, o di convivenza* », sul quale si basa tutta la tecnica della tra-

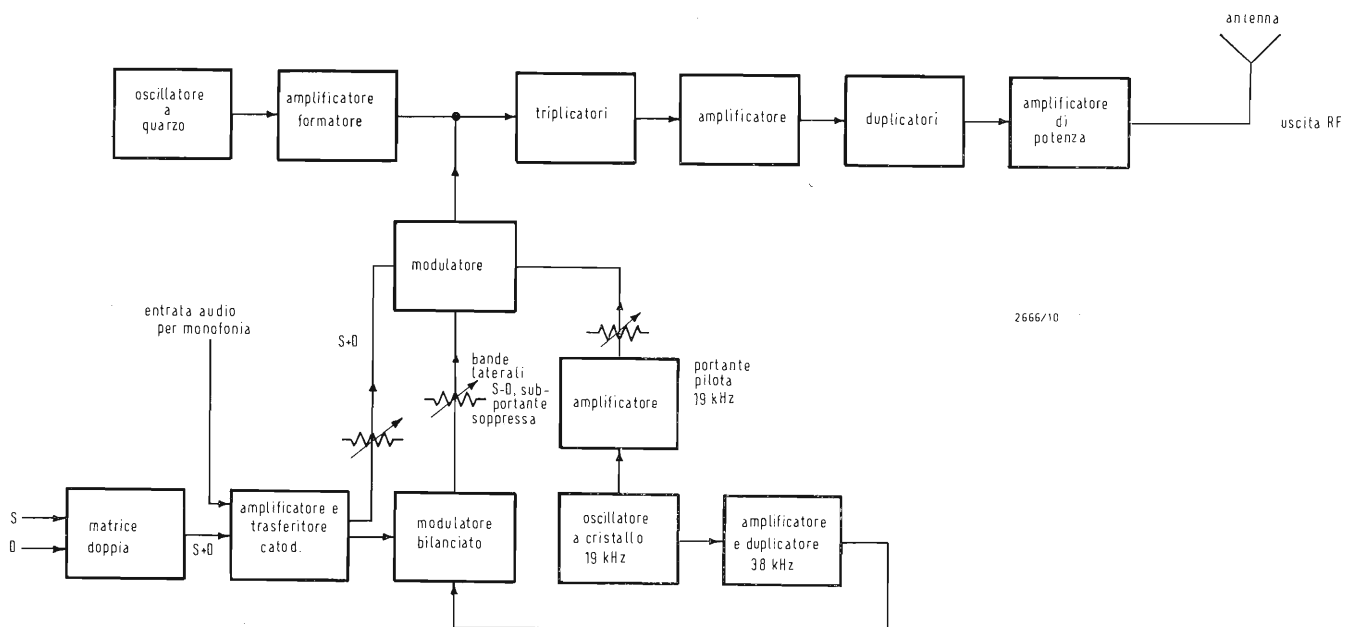



Fig. 10 - Schema semplificato a blocchi di un trasmettitore MF stereofonico.

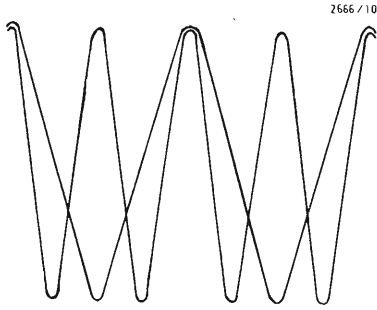



Fig. 12 - Illustrazione del principio dell'interleaving (coesistenza).

smissione in multiplex.

La fig. 11 rappresenta il segnale modulante composto quando S è 400 Hz e D è 800 Hz; in essa è contenuto il processo di interleaving, che apparentemente mette in dubbio i principi della aritmetica, infatti qui 2 + 2 = 2, e non 4 come abbiamo finora creduto per imperdonabile faciloneria. In fig. 11 sono ben distinguibili le due sinusoidi: una di maggior periodo (equivalente a 400 Hz), l'altra di periodo metà (800 Hz). Si noti che l'ampiezza totale dell'onda composta non è maggiore di quella del solo segnale S o del solo segnale D.

Per comprendere perché abbia luogo questa coesistenza e perché l'operazione aritmetica somma sembri cadere in difetto, conviene considerare la costituzione dei due principali componenti del segnale composto, cioè gli inviluppi delle bande laterali S + D e S — D.

Se in un certo momento, l'ampiezza istantanea delle tensioni di S e di D è 0,45 V (ma di frequenza rispettivamente 400 e 800 Hz), la somma S + D = 0,9 V, mentre S — D = 0. Supponiamo che in un altro istante sia S = + 0,45 V e D = — 0,45 V, allora S + D = 0, ma S — D = 0,9 V. In fig. 12 è riportato un esempio riferentesi a onde quadre, che servono bene a chiarire i concetti. Ciò che conta nella trasmissione stereo è che il canale principale e le bande laterali della subportante possano entrambi modulare il trasmettitore al 90% e che la modulazione istantanea risultante del trasmettitore non risulta mai superiore a questa stessa percentuale. Se si trasmettesse anche la subportante a 38 kHz, invece di sopprimerla, l'utilizzazione dello spettro di frequenze nel modo suddetto non sarebbe possibile; infatti i 38 kHz sarebbero sempre presenti e comporterebbero una certa percentuale di modulazione finita, anche in assenza dell'informazione S — D.

In fig. 12 a) e b) sono rappresentati

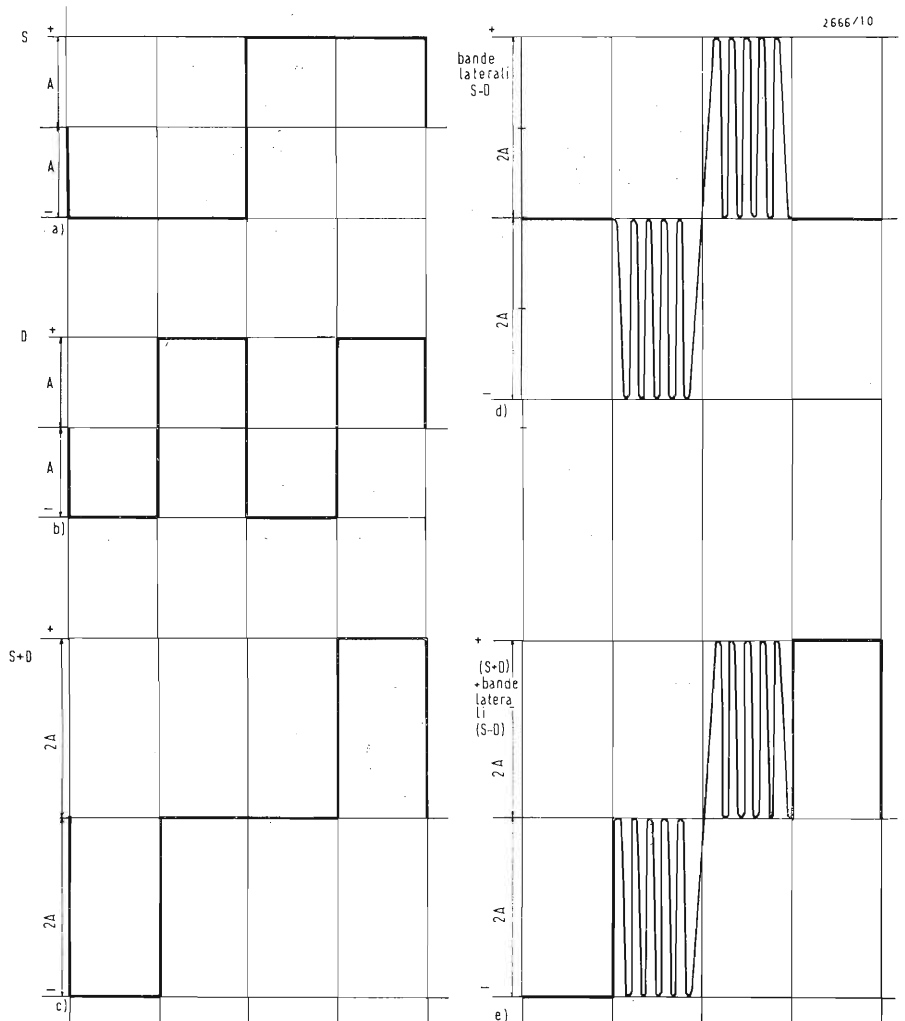



Fig. 11 - Segnale modulante composto con S = 400 Hz e D = 800 Hz.

i segnali modulanti di ampiezza A, S a frequenza 400 Hz e D a frequenza 800 Hz; in c) è data la somma S + D, l'ampiezza è raddoppiata a 2A; in d) sono rappresentate le bande laterali della differenza S — D, l'ampiezza è ancora 2A; infine in e) si vede il segnale composto modulante dato da S + D (bassa frequenza) + le bande laterali di S — D (con subportante a 38 kHz), l'ampiezza è sempre 2A cioè uguale a quella di ciascuno dei due segnali componenti, e non alla somma delle ampiezze di questi ultimi. Poiché il ΔF prodotto è proporzionale all'intensità del segnale di modulazione, il ΔF è quello che corrisponde all'ampiezza 2A (90%) e rimane invariato, tanto se i due segnali S + D e bande laterali di S — D vengono applicati singolarmente, quanto se vengono applicati contemporaneamente.

Siamo ora in grado di tracciare il diagramma di fig. 13 della distribuzione spettrale di frequenza per la trasmissione stereofonica, insieme con la SCA di scarso interesse. Si ricorda che le frequenze audio di modulazione vanno da 50 Hz a 15 kHz e che il ΔF max = ± 75 kHz.

L'ampiezza massima in ogni istante dei segnali audio non deve superare l'ampiezza, che provoca il 90% di modulazione: 0,9 . 75 = 67,5 kHz.

La subportante pilota a 19 kHz non è modulata in alcun modo e deve avere ampiezza tale da modulare in frequenza al 10% (pari a 7,5 kHz) la portante principale.

Le bande laterali della subportante occupano l'intervallo da 38 — 15 = 23 kHz a 38 + 15 = 53 kHz, con la esclusione di ± 49 Hz intorno alla portante, e cioè da 37,951 a 38,049 kHz, questo strettissimo canalino vuoto è dovuto alla oppressione della subportante e al fatto che la minima frequenza di modulazione è 50 Hz. I limiti di banda sono evidentemente i seguenti:

banda laterale superiore (38 + 0,05) ÷ (38 + 15) = 38,05 ÷ 53 kHz
banda laterale inferiore (38 — 15) ÷ (38 — 0,05) = 23 ÷ 37,95 kHz.

Dunque, la frequenza più alta richiesta è 53 kHz, rimane disponibile l'intervallo per la MF della SCA.

La subportante per la trasmissione della musica di sottofondo è 67 kHz e la modulazione di frequenza è limitata a ± 7 kHz, come già sappiamo; allora lo spettro per la SCA si estende da 60 a 74 kHz.

La spaziatura in frequenza fra gli spettri di modulazione della banda superiore stereo (53 kHz) e della banda inferiore della SCA (60 kHz) è quindi 7 kHz, più che sufficiente a garantire un ottimo filtraggio di reiezione in trasmissione e in ricezione.

Quando si effettua la SCA, le ampiezze delle bande laterali del canale principale e della subportante a 38 kHz devono essere limitate in modo da produrre una modulazione dell'80% pari a 60 kHz, anziché del 90% (pari a 67,5 kHz), perché un 10% è devoluto alla modulazione provocata dalla SCA.

Il peggioramento in monofonia del rapporto segnale/disturbo che ne consegue, è di poco superiore a 1 dB, che nemmeno il più esperto musicista può avvertire. Si richiama l'attenzione sul fatto che questa conservazione del rapporto segnale/disturbo in monofonia ebbe molto peso presso la FCC per la scelta del sistema di radiotrasmissione stereofonica.

Chiudiamo questo paragrafo segna-

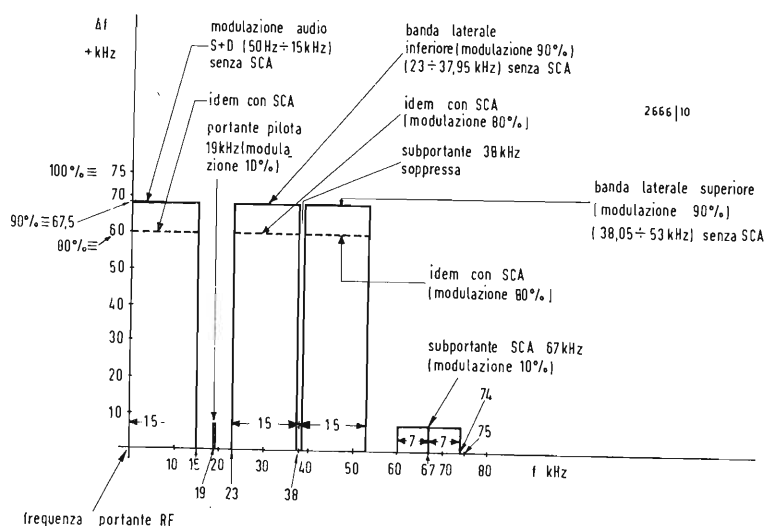



Fig. 13 - Distribuzione di frequenza e di modulazione per radio diffusione stereofonica.

lando ancora l'importanza del sistema di trasmissione interleaving. Esso consiste nell'utilizzare lo stesso trasmettitore a RF per la trasmissione di diversi segnali in modo discontinuo nel tempo, cioè in sequenza; ciascun segnale viene inserito per un determinato intervallo di tempo e risulta immediatamente preceduto e seguito da altri segnali, cioè coesiste, o convive, o coabita con essi. In questo modo la trasmissione è continua, ma è dovuta a diversi segnali succedentisi con una sequenza prefissata; poiché ciascun segnale modulante agisce da solo, la modulazione conseguente della portante RF è quella competente al segnale agente istantaneamente e non è la somma delle modulazioni dovute a ciascun segnale. Così il segnale S + D modula al 90% la RF, le bande laterali di S—D modulano pure al 90% la RF, ma la modulazione totale è sempre 90% e non 180%, come si potrebbe credere. La portante pilota a 19 kHz e la subportante SCA a 67 kHz non sono coinvolte con il processo di interleaving.

Caratteristiche del radioricevitore stereofonico

Diciamo subito che in un ricevitore per MF stereo, la parte monofonica conserva integralmente la sua importanza e costituisce una sezione fondamentale alla quale vengono aggiunti i circuiti multiplex, il generatore della subportante e il decodificatore MF stereo. Molto spesso la ragione di una cattiva ricezione stereo, come l'insufficiente separazione tra i canali S e D e la presenza di disturbi, va ricercata nelle sezioni RF e FI in MF del ricevitore, tutte parti che precedono il decodificatore multiplex e gli altri circuiti tipici dello stereo.
Si richiamano qui nel seguito, pertanto, alcuni concetti relativi al ricevitore a modulazione di frequenza (MF), che riguardano direttamente il funzionamento in stereo. Ciò tornerà particolarmente utile a coloro che intendono trasformare un sintonizzatore MF monofonico in un complesso stereo, mediante gli adattatori multiplex MF stereo esistenti in commercio.
Si suppone che il lettore non sia completamente digiuno della modulazione di frequenza, la cui trattazione esorbita totalmente dallo scopo delle presenti note: comunque, nella 1ª parte (v. «l'antenna» n. 12-1970) sono riassunte le principali caratteristiche della MF.

Sensibilità

La ricezione stereo richiede generalmente un segnale più intenso della ricezione monofonica; perciò i circuiti dell'antenna all'uscita del sintonizzatore sono più elaborati in stereofonia. E' chiaro che per avere una forte uscita dal discriminatore occorrono molti microvolt all'ingresso di antenna e ciò dipende dalla sensibilità del ricevitore. Questa sensibilità può essere definita in due modi: con il metodo IRE Quieting e con il metodo IHFM Least Sensitivity.
Il 1° metodo accennato (IRE Quieting Method = Metodo di quiescenza proposto dall'Istituto of Radio Electrical Electronic Engineers, ovvero IEEE) definisce la sensibilità del ricevitore MF mediante il numero di microvolt richiesti ai terminali di entrata di antenna per fornire una certa uscita di quiescenza, cioè senza segnale modulante. Con questo metodo di definire la sensibilità di un ricevitore o sintonizzatore si ottiene una misura di quanto l'apparecchio sia esente dai disturbi in assenza di modulazione trasmessa. Questo tipo di disturbo è comunemente detto «rumore di fondo, o background, o rumore residuo».
Per applicare il metodo «quiescienza» conviene attenersi alle prescrizioni dell'IRE, usando l'apparecchiatura di misura indicata in fig. 14. Un generatore di bassa frequenza modula in frequenza un generatore

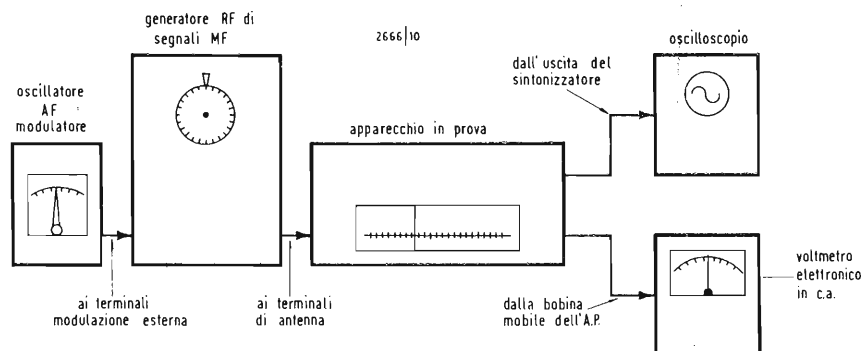



Fig. 14 - Apparecchiatura per la misura della sensibilità con il metodo «Qieting».

RF di segnali MF, il quale deve possedere un attenuatore di uscita tarato in μV con precisione e non deve presentare radiazioni dannose (se il generatore non è di alta classe, può accadere che anche con l'attenuatore di uscita a zero, il ricevitore dia un segnale di uscita in seguito a captazione di irradazione parassita da parte del generatore).

Il generatore RF modulato in frequenza alimenta l'apparecchio in prova (ricevitore completo, o solo sintonizzatore); l'uscita di questo è applicata ad un oscilloscopio, se si tratta di un sintonizzatore, ovvero ad un voltmetro elettronico in c.a. se si tratta di un ricevitore completo.

Si modula al 30% (pari a 22,5 kHz) in frequenza con un segnale modulante compreso fra 60 e 800 Hz a piacere. Si sintonizza il ricevitore in prova sulla portante del generatore e si riceve il suono in altoparlante (se l'apparecchio è un sintonizzatore, si vedrà l'onda di uscita sull'oscilloscopio), avendo regolato il volume in modo da evitare la saturazione dello stadio finale, e avendo disposto gli eventuali controlli di tono in posizione di risposta « piatta ».

Poi si esclude e include alternativamente la modulazione e si riporta in un grafico, o in una tabella, il livello del rumore di fondo in funzione del livello del segnale di uscita in presenza della modulazione, per diversi valori in diminuzione dell'intensità in μV del segnale di ingresso all'apparecchio in prova. Attenuando detto segnale, si arriva ad un punto al quale si ha una differenza di 30 dB tra l'uscita del'apparecchio in presenza di modulazione e l'uscita dello stesso in assenza di modulazione. Quando si riduce il segnale all'uscita del generatore RF, bisogna assicurarsi che l'apparecchio sia accordato con precisione sulla portante del generatore, perché la sintonia diviene più difficoltosa quando il segnale è debole. Si chiama « figura di quiscienza o di quieting » il numero di μV necessari all'ingresso per dar luogo alla differenza di 30 dB in uscita; detta figura è una caratteristica di ogni singolo apparecchio il quale è tanto migliore quanto minore è tale numero di μV; in altre parole, un ricevitore con figura di quiescenza di 5 μV è migliore di un ricevitore con figura di quiescenza di 10 μV.

Il 2° metodo accennato sopra è lo « IHFM Least Sensitivity Method », cioè il metodo della sensibilità limite proposto dall'Institute of High Fidelity Manufacturers (IHFM). Questo 2° metodo è probabilmente il più utile in quanto la misura con esso ottenuta è la più attendibile, perché tiene conto sia delle limitazioni della rumorosità di fondo, sia della distorsione. La facilità di creazione della distorsione si può spiegare nel modo seguente. Al diminuire dell'intensità del segnale in entrata, in molti ricevitori, aumenta il rumore di fondo e diminuiscono le larghezze di banda dell'amplificatore FI e del discriminatore; se esse diminuiscono al disotto di 150 kHz (cioè ± 75 kHz), nel caso di modulazione al 100%, il ricevitore lavora in una zona non lineare della sua curva di risposta (banda passante); in conseguenza, il segnale audio di uscita risulta distorto. Se ciò costituisce un inconveniente abbastanza grave in monofonia, è facile immaginare quanto maggiormente risulti dannoso in stereofonia, dove occorre trasmettere linearmente tutte le frequenze fino a 53 kHz. Inoltre, in stereofonia è molto più facile che in monofonia arrivare alla massima percentuale di modulazione, a motivo che vi sono tre fonti di modulazione, gli effetti delle quali si sommano: 1) il canale RF audio principale (S + D); 2) le bande laterali della subportante; 3) la portante pilota a 19 kHz sempre presente per circa il 10% della modulazione totale; talvolta si aggiunge una quarta modulazione dovuta alla SCA per

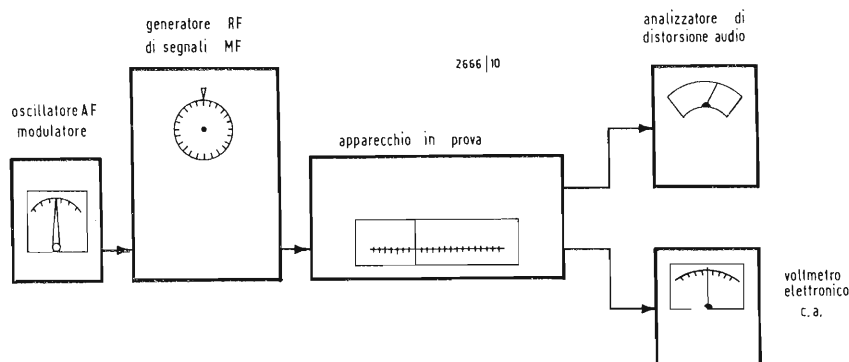



Fig. 15 - Apparecchiatura per la misura della sensibilità limite utile (2° metodo).

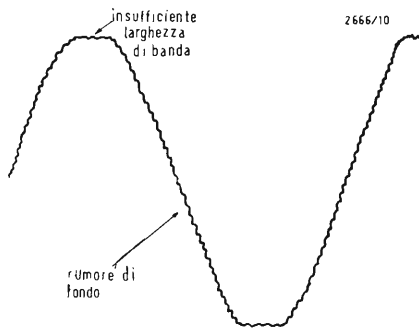
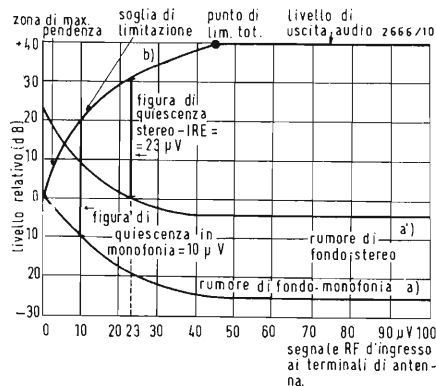



Fig. 16 - Distribuzione delle armoniche nell'onda sinoidale.

la musica di sottofondo e costituente un altro 10%, sempre presente, della modulazione totale.
Per effettuare la misura della sensibilità limite utile, giusta il 2° metodo, occorre un analizzatore di distorsione del tipo ad azzeramento. Si modula il generatore RF al 100% a 400 Hz in frequenza e si usa l'analizzatore per misurare sia la rumorosità, sia la distorsione. La modulazione viene esclusa tutte le volte che si vuole usare l'analizzatore per misurare qualunque cosa, eccetto i 400 Hz, e cioè la distorsione armonica, la rumorosità e anche il ronzio. Si riduce l'intensità del segnale del generatore RF finché la differenza fra l'uscita a 400 Hz e quella dovuta ai «residui» sopra accennati, sia di nuovo 30 dB. Si chiama «sensibilità limite utile» il numero di μV applicati all'apparecchio in prova, tensione del segnale, che fornisce la differenza di 30 dB. La fig. 15 rappresenta l'apparecchiatura per la misura della sensibilità limite utile. L'apparecchiatura è analoga a quella di fig. 14, con la sostituzione dell'analizzatore di armoniche al posto dell'oscilloscopio.
Se non si dispone di un analizzatore di armoniche, si può ancora usare un oscilloscopio per la misura della sensibilità, applicandolo all'uscita dell'apparecchio in prova e osservando la forma d'onda del segnale a 400 Hz ivi presente. Riducendo l'uscita del generatore RF, si arriva ad un punto dove l'onda sinoidale manifesta distorsione (fig. 16), dove si vede che l'onda sinoidale contiene una distorsione di circa il 3%, il che equivale ad avere prodotti di distorsione 30 dB al disotto del segnale fondamentale a 400 Hz. In fig. 16 si vede anche un certo rumore di fondo, ma in generale, la distorsione è il fattore che fa raggiungere il punto —30 dB sotto il segnale, per primo nella maggior parte dei ricevitori. Per questa ragione, la figura in μV della sensibilità limite utile è generalmente superiore alla figura a riposo ottenibile usando il 1° metodo di misura proposto dall'IRE.

Dipendenza della qualità della ricezione stereo dalla sensibilità

In stereofonia MF il rapporto segnale/disturbo deve essere circa 20 dB più grande che in monofonia. Per es., se nel caso monofonico, usando il 1° metodo di misura della sensibilità del ricevitore, si è trovato il rapporto segnale/disturbo di 25 dB (accettabile fino a 30 dB), a parità di qualità di ricezione, nel caso stereofonico tale rapporto deve salire a 45 dB (limite accettabile 50 dB). I grafici di fig. 17 illustrano questo stato di cose. In ascisse sono riportati i livelli del segnale in μV applicati ai terminali di antenna all'ingresso del ricevitore. In ordinate sono riportati i livelli relativi in dB dei segnali di uscita. La curva a) rappresenta il rumore di fondo in monofonia; la curva a') rappresenta il rumore di fondo in stereofonia; la curva b) rappresenta i livelli di uscita audio sia in mono, sia in stereo. Da questi grafici si possono dedurre le figure di sensibilità di quiescenza di ricevitore MF commerciale di prezzo medio. La differenza in dB fra la curva b) e la curva a) o a') rappresenta la condizione di quiescenza per quel particolare numero di μV applicato in terminali di antenna del ricevitore. Dalle curve a) e b) si vede che per ingresso 10 μV, si ha un'uscita audio di + 20 dB; quando si esclude la modulazione (1° metodo), il segnale di uscita, essenzialmente costituito dal rumore di fondo, cade a — 10 dB; l'entrata 10 μV rappresenta allora la figura di quiescenza, essendo, per essa, la differenza tra le due curve uguale a + 20 — (—10) = 30 dB. La curva a') è, come si è detto, il luogo dei livelli del rumore di fondo per il caso stereofonico; essa dista costantemente + 10 dB dalla curva a); dalle curve b) e a') si vede che per avere la differenza di 30 dB occorrono circa 23 μV di entrata per la stereofonia. Si noti che il rapporto 23/10 = 2,3 non è una costante, e che quindi non basta moltiplicare per 2,3 il rapporto segnale disturbo quando si voglia trasformare un ricevitore monofonico in uno stereofonico; il rapporto 2,3 è valido per il particolare ricevitore al quale competono i grafici di fig. 17, per altri ricevitori si troverebbero rapporti diversi. Dati statistici rilevati su un grande numero di ricevitori o sintonizzatori MF, informano che spesso la stereofonia richiede un segnale dieci volte maggiore di quello richiesto dalla monofonia. Per contro, bisogna dire che si è pure trovato che alcuni tra i ricevitori stereo più sensibili e di più elaborata progettazione richiedono, rispetto al ricevitore monofonico medio, solo un aumento quasi non misurabile del segnale, per una prestazione equivalente. La fig. 17 soccorre a capire come ciò possa avvenire. La curva b) dell'uscita audio è quasi una spezzata composta di tre segmenti distinti. Prima che intervenga una azione limitante da parte delle sezioni RF e FI del ricevitore, la tensione di uscita varia linearmente con la tensione di ingresso (1° tratto della spezzata). Poi, la curva comincia a salire più lentamente, perché comincia ad aver luogo la limitazione; precisamente, l'uscita aumenta linearmente con la velocità di 6 dB per ogni aumento di 6 dB di entrata

Fig. 17 - Curve di quiescenza per un tipico ricevitore MF.

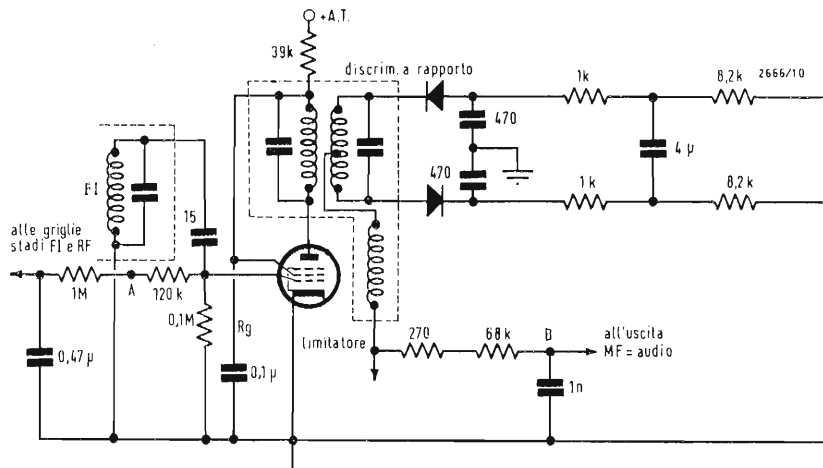



Fig. 18 - Schema particolare dell'ultimo stadio FI e del discriminatore a rapporto (Bogen).

(2° tratto della spezzata). Infine dopo raggiunta la piena limitazione (saturazione o sovraccarico degli stadi RF, FI), anche aumentando indefinitamente il segnale RF di entrata, l'uscita audio non cresce più; nello esempio della fig. 17, ciò avviene a 40 dB di uscita (3° tratto della spezzata).

L'andamento di questi tre tratti della curva di riposo di un ricevitore o di un sintonizzatore varia da modello a modello ed anche fra gli apparecchi dello stesso tipo di produzione in serie, a motivo delle tolleranze di fabbricazione. Si vede dunque, che la differenza dei 30 dB, che definisce la sensibilità stereo, varia a seconda del tratto di spezzata interessato nella misura. Per effettuare la misura di sensibilità, con le modalità sopra descritte, quando si voglia trasformare un ricevitore da mono a stereo, si raccomanda di installare l'apparecchio in una tona dove l'apparecchio non vada in totale saturazione quando riceve in monofonia.

Una volta determinata la sensibilità di quiescenza del ricevitore, occorre misurare l'intensità del segnale stereo MF della stazione che si intende ricevere. Non è necessario disporre di un vero e proprio misuratore d'intensità di campo; ci si può arrangiare con il generatore segnali RF e con un voltmetro elettronico in c.c.

Metodo di misura della tensione di C.A.G.

In fig. 18 è riportato lo schema parziale dell'ultimo stadio FI e del rivelatore a rapporto di un sintonizzatore stereo multiplex MF.

La tensione di C.A.G. (Controllo Automatico di Guadagno) si genera al punto A, da dove viene distribuita ai precedenti stadi amplificatori FI e RF. La tensione di C.A.G. è direttamente proporzionale all'intensità del segnale RF d'ingresso. Essa trova la sua origine nell'azione di limitazione di griglia dell'ultimo stadio FI; essa è negativa al punto A, perché la corrente in R_1 scorre da griglia a massa. La curva di fig. 19 è la rappresentazione grafica della tensione di C.A.G. in funzione dell'intensità del segnale di ingresso, e serve da riferimento per l'intensità del segnale. Dopo aver tracciato la curva di fig. 19, si connette l'antenna al ricevitore e si sintonizza quest'ultimo sulla stazione desiderata con molta precisione. Ad accordo ottenuto, supponiamo che si abbia la tensione di C.A.G. di —1,5 V; dalla fig. 19 si deduce che a —1,5 V in ordinate corrispondono circa 30 μV in ascissa: è questa la intensità del segnale ricevuto. Supponendo valida, per questo esempio, la fig. 17, si trova subito che a 30 μV, anche in condizioni di ricezione stereo, il ricevitore fornisce un rapporto di quiescenza di circa 36 dB; allora la stazione in ricezione può essere con sicurezza ricevibile in modo soddisfacente in stereo, almeno per ciò che riguarda la quiescenza. Ma ci sono molti altri fattori da considerare.

Facciamo il caso di ricevere un'altra emittente MF stereo e di rilevare una tensione di C.A.G. di solo —1 V, corrispondente ad un segnale di entrata di circa 17 μV. Osservando ancora la fig. 17, si vede che nel caso di ascolto stereo a 17 μV corrisponde una quiescenza di soli 25 dB circa, mentre per l'ascolto monofonico lo stesso segnale d'ingresso produce una quiescienza di 45 dB. Se si verificano simili condizioni, occorre, come prima cosa, esaminare l'impianto della antenna ricevente. Questo argomento sarà il primo soggetto della prossima puntata.

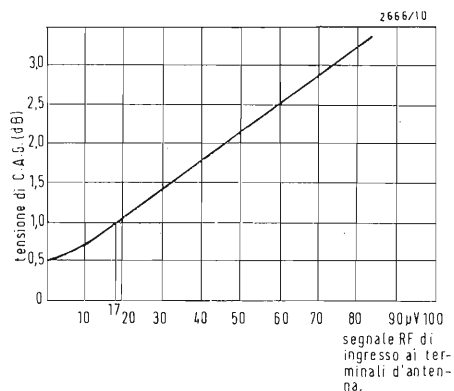



Fig. 19 - Tensione di C.A.G. presente alla griglia del limitatore.

— *domande e risposte sulla TVC - di A. Nicolich* —

Definizione dei termini di TVC usati nella letteratura tecnica tedesca*

F

Farbsaum (= Strascico di colore) - Deviazioni di tinta dell'immagine colorata riprodotta rispetto all'immagine trasmessa, ai confini fra due valori di luminanza, o fra due tinte, o fra due colori.

Farbschwelle (= Soglia del colore) - Luminosità alla quale cominciano a non essere più percepibili le differenze dei colori.

Farbsignal (= Segnale di colore) - *a*) Tensione di segnale, che riproduce le caratteristiche di un colore, cioè la crominanza e la luminanza - *b*) Denominazione inesatta del segnale di crominanza - *c*) Segnale primario di crominanza.

Farbsperre (= Soppressione del colore) - Altra espressione per « colorkiller ».

Farbsperr - Verstärker (= Amplificatore soppressore del colore) - Amplificatore in cui viene amplificato il segnale necessario per il bloccaggio dell'amplificatore del colore, quando si ricevono trasmissioni in bianco-nero.

Farbstreifen Generator (= Generatore di strisce colorate) - Generatori per ricevitori di TVC. Questo generatore dà luogo sullo schermo di un cinescopio tricromico di TVC ad una mira elettronica a strisce colorate.

Farbstreifen-Muster (= Mira o immagine a strisce colorate) - Strisce orizzontali o verticali sullo schermo di un cinescopio tricromico, con i colori fondamentali rosso, verde e blu, i corrispondenti colori complementari ciano, magenta e giallo, nonché nero e bianco.

Farb-Synchronisier-Signal (= Segnale di sincronizzazione del colore) - Alcuni periodi della subportante di colore sul banco di soppressione posteriore dell'impulso di sincronismo orizzontale. Con questo segnale viene sincronizzato in frequenza e fase l'oscillatore della portante di colore presente nel ricevitore.
Altre designazioni: segnale sincro del colore, « burst ».

Farbtafel (= Tavola o diagramma di cromaticità) - *a*) Tavola dei colori. *b*) Tavola sulla quale è riportato un grande numero di colori; per es. per la previsione dei colori ottenibili di vernici.

Farbtemperatur (= Temperatura di colore) - Caratteristica di cromaticità delle radiazioni luminose colorate, che somigliano a quelle del corpo nero, con la temperatura del corpo nero data in gradi Kelvin.

Farbton (= Tinta) - La componente di cromaticità caratterizzata da una unica lunghezza d'onda o da una lunghezza d'onda dominante e che è definita, nel diagramma di cromaticità, con un raggio uscente dal punto bianco e terminante sulla linea di contorno del diagramma di cromaticità.

Farbtongleiche Wellenlänge (= Lunghezza d'onda di uguale tinta) - Lunghezza d'onda dominante.

Farbtonkennzeichnende Wellenlänge (= Lunghezza d'onda caratteristica della tinta) - Lunghezza d'onda dominante.

Farbtonverfälschung (= Errore di tinta) - Falsificazione della colorazione in riproduzione nel senso che vengono riprodotte tinte sbagliate.

Farbträger (= Portante di colore) - Tensione portante, che viene modulata con le componenti del segnale primario di crominanza. Riguardo alla definizione della frequenza, si sceglie per la frequenza della portante di colore per es. secondo l'offset di mezza riga (sistema NTSC) il valore di 4.4296875 MHz, o secondo l'offset di un quarto di riga si sceglie il valore di 4.43361875 MHz (sistema PAL).

Farbträger-Offset (= Offset della portante di colore) - Trasferimento della frequenza della portante di colore in un intervallo fra le armoniche della frequenza di riga.

Farbträger-Schwächung (= Attenuazione della portante di colore) - Attenuazione della tensione della portante di colore nel sistema SECAM.

Farbträger - Unterdrückung (= Soppressione della portante di colore) - Modulazione in ampiezza della portante di colore in modo che questa non intervenga nel risultato della modulazione.

Farbträger-Versatz (= Trasposizione della portante di colore) - Variazione, mediante una bassa frequenza (per es. la frequenza verticale) della frequenza stabilita con l'offset della portante di colore.

Farbtripel (= Triolo di colori) - I tre punti associati dei fosfori colorati (eccitati ugualmente nella ricezione non a colori) nel cinescopio a maschera forata di TVC.

Farb-Übersprechen (= Diafotia cromatica) - Azione combinata di frazioni di una componente del segnale di crominanza con l'altra componente del segnale di crominanza. La diafo-

(*) Continuazione dal n. 12 - 1970.

tia cromatica conduce in primo luogo agli strascichi di colori.

Farbvalenz (= Valenza cromatica) - Sensazione di un'eccitazione cromatica con il senso della vista. La valenza cromatica è caratterizzata dalla luminanza e dalla cromaticità (consistente nella tinta e nella saturazione dei colori).

Farbvalenz, bedingt gleiche (= Uguaglianza condizionata dalla valenza cromatica) - Uguale sensazione di colore con diversità di eccitazione cromatica.

Farbvektor (= Vettore di colore) - Altra espressione (non del tutto corretta) del vettore del segnale di crominanza.

Farbwert (= Valore di cromaticità) - Valenza cromatica di una delle tre radiazioni luminose colorate fondamentali, che è necessaria per riprodurre naturalmente una data valenza di colore mediante sintesi additiva delle tre radiazioni luminose fondamentali colorate.

Farbwert-Signal (= Segnale valore di cromaticità) - Uno dei tre segnali di colore primari V_R, V_V e V_B contenente l'informazione su di un valore di cromaticità.

Farbzeiger (= Vettore di colore) - Vettore della tensione alternativa rappresentativa del segnale di crominanza.

FBA-Signal (= Segnale video a colori + segnali di soppressione).

FBAS-Signal (= Segnale video a colori + segnali di soppressione + segnali di sincronismo) - Segnale video completo per una trasmissione di TVC, comprendente il segnale di crominanza (F), il segnale d'immagine in bianco-nero (luminanza; B), il segnale di soppressione (A) e il segnale sincro (S).

Feld (= Trama, campo, semiquadro) - Una delle parti trasmesse successivamente nel tempo, ma intrecciate in riproduzione, dell'immagine completa. Con il sistema interlacciato, con il quale vengono trasmesse alternativamente le righe pari e le righe dispari, si tratta così di due trame (due mezze immagini).

Flimmern (= Sfarfallio, scintillazione) - Brusche variazioni di luminosità o di cromaticità, che vengono percepite come disturbi nella ricezione delle immagini.

Frequenzverkämmung (= Coesistenza di frequenze, Interleaving) - Lo spettro del segnale video completo presenta, anche nel caso di contenuto d'immagine variabile, addensamenti intorno ai multipli interi della frequenza di riga. Fra questi addensamenti, le ampiezze dello spettro vanno gradatamente annullandosi. Anche nello spettro del segnale di crominanza ci sono addensamenti, i centri dei quali si trovano intorno alla frequenza di riga, o con il sistema PAL intorno alla metà della frequenza di riga.

Per coesistenza di frequenze si indica una scelta della frequenza della portante di colore tale che gli addensamenti nello spettro del segnale di crominanza cadano negli intervalli dello spettro del segnale di luminanza e degli impulsi di sincronismo di riga.

Altre designazioni: ripartizione di banda, raggruppamento spettrale.

F-Signal (= Segnale di crominanza, abbreviazione) - Abbreviazione di Farbart-Signal (segnale di crominanza), usata per il risultato della modulazione della portante di colore con le due componenti del segnale primario di crominanza.

Führungstrahl (= Fascio guida) - Pennello elettronico, che nei cinescopi a indice di TVC viene deviato unitamente al pennello principale. Con il suo ausilio, il pennello principale viene deviato convenientemente sulle strisce di fosforo, che devono essere eccitate alla luminosità.

G

Gamma (= gamma). Nella tecnica televisiva, l'esponente che caratterizza la non linearità delle distorsioni da compensare fra la luminosità del punto immagine B_1 alla ripresa e la luminosità del punto immagine B_2 in riproduzione.

Gamma-Korrektur (= Correzione del gamma). Compensazione delle distorsioni non lineari, che si generano nel canale di trasmissione fra la scena ripresa e la riproduzione sullo schermo del cinescopio tricromico. Le non linearità si originano specialmente nella telecamera da ripresa e nel cinescopio riproduttore. Gamma è la denominazione dell'esponente, con il quale si esprime approssimativamente la distorsione non lineare.

Gebrochene Farbe (= Colori falsati). Colori, la luminosità dei quali è minore della luminosità media del campo di visione osservata con occhio assuefatto alla luce. Esempio: marrone e verde-oliva. Se si tratta di una macchiolina colorata marrone in un ambiente con luminosità molto bassa, invece del marrone si osserva il colore non falsato, che sta alla base del marrone, diciamo l'arancio. In certe condizioni, si scambia il verde-oliva con il giallo-verde.

Gegenstandsfarbe (= Colore degli oggetti). La radiazione luminosa colorata osservata, costituita dalla parte riflessa o trasmessa di una radiazione luminosa. Generalmente viene usata come radiazione luminosa incidente una radiazione luminosa bianca con

spettro continuo. Il colore di un oggetto dipende dal grado di riflessione o di trasparenza dell'oggetto determinato dalla lunghezza d'onda. Esso dipende dallo spettro della radiazione luminosa, che illumina l'oggetto.

Geometriefehler (= Distorsione geometrica). Deviazione del contorno del reticolo sullo schermo del cinescopio dalla desiderata forma rettangolare. Le distorsioni geometriche che si verificano nei cinescopi a maschera forata si originano sostanzialmente perché l'asse del proiettore elettronico non coincide con l'asse centrale del tubo e perché lo schermo ha una curvatura solo pianeggiante. Questi errori geometrici, che sono diversi per i tre pennelli elettronici, vengono corretti mediante conveniente conformazione dei campi deviatori e con la correzione della convergenza dinamica. Vedi anche: Konvergenzfehler.

Geschaltete Farbart-Achse (= Asse cromatico commutato). Nel sistema PAL, l'asse $F_{(R-Y)}$, cioè l'asse cromatico al quale appartiene la componente invertita di riga in riga del segnale di crominanza.

Gittermaske (= Maschera a griglia). Altra denominazione della maschera a linee.

Gittermaskenröhre (= Tubo a maschera a griglia). Tubo cromatron a tre pennelli, genericamente tubo tricromico di TVC a tre pennelli, in cui è preposta allo strato di fosforo una griglia verticale, nelle maglie della quale, i tre pennelli elettronici si incrociano come nei fori dei tubi a maschera forata.

Grau-Abgleich (= Taratura del grigio).

a) Taratura della telecamera di TVC, per cui i segnali dei colori primari acquistano uguale valore mediante la ripresa di un'immagine non colorata.
b) Taratura del pilotaggio di un cinescopio tricromico, in modo che all'incidenza simultanea dei tre segnali dei colori primari di uguale grandezza e convenientemente amplificati, si ottiene una riproduzione in bianco-nero.

Grün-Signal (= segnale verde). Segnale di colore primario, che corrisponde alla parte verde del punto immagine da trasmettere in relazione alla crominanza e alla luminanza.

Grün-Statik (= correzione statica del verde). Correzione della convergenza statica del pennello elettronico predisposto per l'illuminazione dei punti del fosforo verde, mediante regolazione degli appositi magneti del complesso di convergenza.

Grünstrahl (= Fascetto elettronico verde). Pennello elettronico predisposto per l'eccitazione dei punti di fosforo verde da illuminare.

Grün-System (= Proiettore, o cannone verde). Proiettore del pennello elettronico predisposto per l'illuminazione dei punti di fosforo verdi dello schermo del cinescopio a colori.

Grundfarben bei Farbernschen (= Colori fondamentali in TVC).I colori fondamentali per la TVC sono le tinte della luce dei punti luminosi. Come colori fondamentali sono stati scelti:

Coordinate del colore		Rosso	Verde	Blu	Bianco
NTSC	x	0,67	0,21	0,14	0,31
	y	0,33	0,71	0,08	0,316
Nuova norma	x	0,64	0,27	0,15	0,281
	y	0,34	0,59	0,07	0,311
Lunghezza d'onda monocromatica	λ/nm	610	535	470	—

H

Halbzeilen- Offset (= Offset, sfalsamento, di mezza riga). Scelta del rapporto in frequenza della frequenza sottoportante di colore uguale a un multiplo dispari della metà della frequenza di deviazione orizzontale.

Hauptstrahl (= Fascetto elettronico principale). In un tubo a Indice, che lavora con un pennello elettronico di guida, il pennello elettronico, che eccita alla luminosità gli strati dei fosfori.

Hell-Adaptierung (= Adattamento alla luce). Regolazione dell'occhio umano ad una sensibilità spettrale adattata alla luce diurna. Contrariamente a ciò, vi sono regolazioni dell'occhio umano ad altre sensibilità spettrali, per es. adattamento al buio, adattamento alla luce lunare.

Hellempfindlichkeitsgrad, spektraler (= grado di sensibilità spettrale alla luce). Rapporto della luminosità percepita, con occhio adattato alla luce, di un radiazione luminosa, avente solo una determinata lunghezza d'onda, alla radiazione luminosa avente lunghezza d'onda 555 nm a parità di energia di queste due radiazioni. Altra denominazione: sensibilità spettrale relativa alla luce.

Helligkeit (= Luminosità, brillanza). Valore medio della luminanza nell'intero campo di visione, ovvero in TV, valore medio della luminanza dello schermo d'immagine (mediata oltre che sulla superficie dello schermo di visione, anche in un intervallo di tempo dell'ordine di grandezza del decimo di secondo).

Helligkeitsflimmern (= Scintillamento di luminosità, sfarfallamento). oscillazioni di luminosità percepite come disturbi, che si verificano nella riproduzione delle immagini specialmente nelle zone chiare.

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

Elettronica Industriale — ING. O. BARBUTI

LISSONE (Milano) Via Pergolesi 30
Tel. 039-417.83
Telecamere - Monitori - TV circuito chiuso - VIDEOCITOFONO.

---

emme esse

Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY

Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

---

seleco®
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A.– 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

BOSCH Impianti centralizzati d'antenna Radio TV
EL.FAU s.r.l. 20125 MILANO
VIA PERRONE DI S. MARTINO, 14 - TELEF. 60.02.97

FRINI ANTENNE

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA' REGISTRATORI

COSTRUZIONI
RADIOELETTRICHE
Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI, 1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Ortophonic

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250

MILANO

Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. Impianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia

Via Carnevali, 107

20158 Milano - Tel. 370.811

Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HIFI
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO

Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09

Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO

Via dei Malatesta, 8

Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S.p.A.

Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma

Via Salaria, 981
Telefono 83[illegible].091

Televisori, Radio, Autoradio

C.G.E. - Milano

Radio Televisione

Via Bergognone, 34
Telefono 42.42

CONDOR - Milano

Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

Radio and Television - S.p.A. Italiana

80122 - NAPOLI

Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano

Via Mecenate, 86

Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma

Via di Tor Corvara, 286

Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano

Via Lovanio, 5

Radio, TV, Giradischi

NAONIS

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano

Via Montenapoleone, 10

Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano

Corso Venezia, 51

Telefono 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano

Via Petitti, 15

Autoradio Blaupunkt

Milano - Via Stendhal 45

Telefono 4225911

Televisori componenti radio

ELECTRONICS

Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici

LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano

Viale Puglie, 15

Telefono 54.61.351

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano

Via Nerino, 8

Telefono 803.426

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica

GROPELLO CAIROLI (**Pavia**)

Via G. B. **Zanetti**

Telefono **85 114**

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-2391)

Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.

Osimo (Ancona)

Via del Guazzatorre, 225

Giradischi - Fonovalige

PHILIPS - Milano

Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94

Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono **69.94**

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano

Via Marco Agrate, 43

Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

Re. Co. S.a.s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano

Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

Strumenti di misura

Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinaley Co.

LARIR INTERNATIONAL - Milano

Viale Premuda, 38/A

Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano

Via dei Gracchi, **20**

Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano

Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7

Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-239)

Laboratorio avolgim. radio elettrico

STRUMENTI DI MISURA

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8
Telefono 542.051/2/3

CHINAGLIA (Belluno)
Elettrocostruzioni s.a.s.
Via Tiziano Vecellio, 32
Tel. 25.102 - 22.148

ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI
Via Vittorio Veneto
35109 TOMBOLO (Padova)
Costruz. Elettroniche Profess.

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18
Telefoni 531.554/5/6

PRESTEL s.r.l.
20154 - MILANO
Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

SEB - Milano
Via Savona, 97
Telefono 470 054

TES - Milano
Via Moscova, 40-7
Telefono 667.326

UNA - OHM - START
Plasticopoli - Peschiera (Milano)
Tel. 9150424/425/426

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Monte Generoso 6 A - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

Editrice IL ROSTRO

20155 **MILANO**

Via Monte Generoso 6/a Tel. 321542 - 322793

Listino provvisorio

SCHEMARIO TV

I serie 1954	L. 4.000	XIV serie 1962	L. 4.000
II serie 1955	» 4.000	XV serie 1962	» 4.000
III serie 1956	» 4.000	XVI serie 1963	» 4.000
IV serie 1957	» 4.000	XVII serie 1963	» 4.000
V serie 1958	» 4.000	XVIII serie 1963	» 4.000
VI serie 1958	» 4.000	XIX serie 1964	» 4.000
VII serie 1959	» 4.000	XX serie 1964	» 4.000
VIII serie 1959	» 4.000	XXI serie 1964	» 4.000
IX serie 1960	» 4.000	XXII serie 1965	» 4.000
X serie 1960	» 4.000	XXIII serie 1965	» 4.000
XI serie 1961	» 4.000	XXIV serie 1965	» 4.000
XII serie 1961	» 4.000	XXV serie 1965	» 4.000
XIII serie 1962	» 4.000	XXVI serie 1966	» 4.000

SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXVII	serie 1966 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXVIII	serie 1967 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXIX	serie 1967 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXX	serie 1968 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXI	serie 1968 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXII	serie 1968 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio) 1° aggiornamento	XXXIII	serie 1968 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio) 2° aggiornamento	XXXIV	serie 1968 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXV	serie 1969 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXVI	serie 1969 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio) 3° aggiornamento	XXXVII	serie 1969 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXVIII	serie 1970 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXIX	serie 1970 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XL	serie 1970 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XLI	serie 1971 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XLII	serie 1971 L. 6.500

R. V. Gostrem - G. S. Sinovev
DIODI TUNNEL . . . . L. 2.500

F. Ghersel
LA TELEVISIONE A COLORI . . . . . » 9.500

A. Ferraro
INTRODUZIONE ALLA TELEVISIONE A COLORI . . . . » 7.000

G. Kuhn
SEMICONDUTTORI DI COMMUTAZIONE . » 6.000

A. Nicolich
SCHEMARIO TVC (con note di servizio) . . » 13.000

SCHEMARIO: RADIO-AUTORADIO-MANGIANASTRI A TRANSISTORI (con note di serv.) » 10.000

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI - 8 volumi . . . . » 24.000

CORSO TV IN BIANCO E NERO
13 volumi) . . . . **cadauno** » 3.000

E. Grosso
VIDEO SERVICE TVC . . . . » 14.000

C. Favilla
GUIDA ALLA MESSA A PUNTO DEI RICEVITORI TV . . . . » 2.500

A. Haas
MISURE ELETTRONICHE . . . . . . » 4.500

A. Nicolic e G. Nicolao
ALTA FEDELTA' . . . . » 7.000

F. Ghersel
I TRANSISTORI - Principi e applicazioni . » 11.000

P Soati
AUTORADIO . . . . » 5.200

P. Nucci
L'ELETTRONICA INDUSTRIALE... NON E' DIFFICILE . . . . » 5.000

A. Susini
VADEMECUM DEL TECNICO ELETTRONICO » 3.600

A. Nicolich
LA RELATIVITA' DI ALBERT EINSTEIN . » 500

P. Soati
TV - SERVIZIO TECNICO . . . . . . » 3.800

E. Aisberg
IL TRANSISTORE ?
è una cosa semplicissima . . . . . . » 1.900

G. Kuhn
MANUALE DEI TRANSISTORI - Vol. 1° . » 2.500
Vol. 2° . » 2.500

D. Pellegrino
TRASFORMATORI . . . . L. 2.500

A. Colella
DIZIONARIO ITALIANO-INGLESE e INGLESE-ITALIANO . . . . » 9.000

V. Banfi, M. Lombardi
PROBLEMI DI RADIO ELETTRONICA . . » 3.300

P. Soati
LE RADIOCOMUNICAZIONI . . . . . . » 2.600

F. Fiandaca
DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA TEDESCO-ITALIANO . . . . » 6.000

A. Nicolich
LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE IN TELEVISIONE . . . . » 3.300

A. Niutta
TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI A GRANDE DISTANZA . . . . » 4.800

G. Mannino Patanè
ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA . . » 500

D. Pellegrino
BOBINE PER BASSE FREQUENZE . . . » 500

P. Soati
CORSO PRATICO DI RADIOCOMUNICAZIONI . . . . » 350

G. Termini
INNOVAZIONI E PERFEZIONAMENTI nella struttura e nelle parti dei moderni ricevitori . . . . » 500

G. Nicolao
LA TECNICA DELLA STEREOFONIA . . » 2.300

H. Schreiber
TRANSISTORI . . . . » 1.500

N. Callegari
RADIOTECNICA PER IL LABORATORIO . » 3.000

A. Six
RIPARARE UN TV? E' UNA COSA SEMPLICISSIMA . . . . » 2.500

H. G. Mende
RADAR . . . . » 650

P. Soati
METEOROLOGIA . . . . » 350

A. Pisciotta
PRONTUARIO ZOCCOLI VALVOLE EUROPEE . . . . » 1.000

A. Marino
CORSO DI TECNICA FRIGORIFERA . . » 5.800

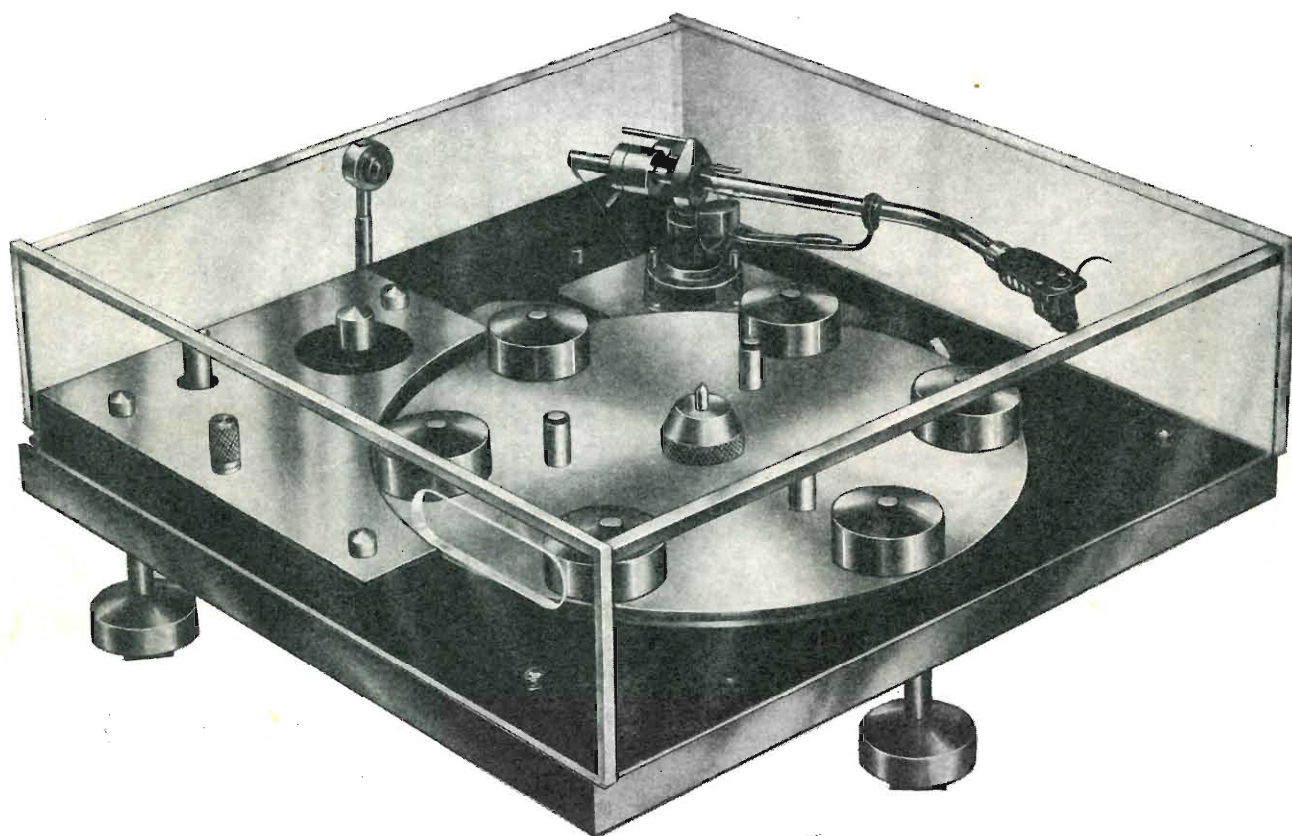
COLLANA DI RADIOTECNICA

di R. Wigand e H. Grossman . . . . L. 3.000

COLLANA DI TRASMISSIONE E RICEZIONE DELLE ONDE CORTE E ULTRACORTE

di R. Wigand e H. Grossmann . . . . » 3.800

THE
TRANSCRIPTORS
IDRAULIC PROFESSIONAL TURNTABLE

MADE IN ENGLAND

Il giradischi professionale per una nuova e vera

Il giradischi TRANSCRIPTORS rappresenta quanto di più moderno, nuovo e rivoluzionario il mercato può offrire all'amatore esigente della musica riprodotta in alta fedeltà.
Infatti il TRANSCRIPTORS costituisce una svolta nel settore dei giradischi professionali, in quanto risolve brillantemente tutti i problemi di rumore (Rumble) e fluttuazione che costituiscono un handicap nella maggior parte dell'attuale produzione in questo settore.
Inoltre questa unità viene fornita completa di braccio SME modello 3009/II da 12", considerato uno dei migliori bracci esistenti sul mercato mondiale.

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

20129 MILANO

VIALE PREMUDA 38/a TEL. 79 57 62/63 - 78 07 30

TELEVISORE

TRIPLEX

Mod. 9705 - 9764 Sintesi

Schema elettrico del ricevitore di TV TRIPLEX mod. 9705 - 9764 Sintesi